В. Ю. Рогинский

ВЫПРЯМИТЕЛИ



ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

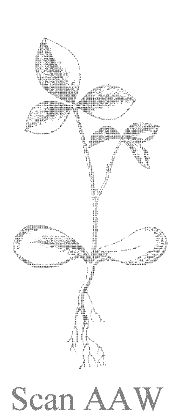
МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 418

В. Ю. РОГИНСКИЙ

ВЫПРЯМИТЕЛИ







ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО

МОСКВА 1961 ЛЕНИНГРАД

Книга посвящена описанию маломощных выпрямителей с электронными и полупроводниковыми вентилями, а также сглаживающих фильтров. В ней кратко излагаются основы физических процессов в вентилях и отдельных элементах схем выпрямления, даны методы и примеры расчетов выпрямителей и сглаживающих фильтров различного назначения, приведены необходимые справочные материалы.

Книга рассчитана на подготовленных радиолюбителей и широкий круг читателей, знакомых с основами радиотехники, и может быть использована для расчета и конструирования выпрямительных устройств малой мощности.

6Ф2.14 *Рогинский Владимир Юрьевич*

Р59 **Выпрямители.** М.—Л., Госэнергоиздат, 1961.

112 с. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 418).

6Ф2.14

Редактор *А. И. Кузьминов* Техн. редактор *М. М. Широкова*

Сдано в набор 16/V 1961 г. Подписано к печати 3/VIII 1961 г.
Т-09908 Бумага 84×108/32 5,74 п. л. Уч.-изд. л. 6,6
Тираж 50 000 (1-й завод 15 000 экз.) Цена 26 коп. Заказ 273

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ВВЕДЕНИЕ

Большинство современных мощных электрических станций вырабатывает переменный ток частотой 50 *гц*. Передача электрического тока от места его получения до места потребления осуществляется по высоковольтным линиям передач напряжением 35, 110 и 220 *кв*. В месте потребления это напряжение трансформируется в более низкое — 127, 220 или 380 *в* и питает трехфазную сеть переменного тока. Мощные сети переменного тока отличаются от маломощных сетей большим постоянством напряжения, частоты и формы кривой тока.

Наряду с мощными сетями переменного тока часто встречаются маломощные сети, питаемые от местного (автономного) генератора, приводимого в действие отдельным двигателем. Обычно такие сети рассчитаны на питание током промышленной частоты (50 *гц*), но встречаются также сети с током повышенной частоты (400 и 800 *гц*). В таких маломощных сетях напряжение и частота могут колебаться в значительных пределах. Так, например, автономные электростанции, часто используемые в передвижных киноустановках, рассчитаны на номинальное напряжение 220 *в* с колебаниями в пределах 170—250 *в*. Форма кривой тока в таких сетях также не сохраняется строго синусоидальной, а частота изменяется в зависимости от числа оборотов двигателя.

В маломощных электрических установках, где вырабатывается энергия постоянного тока, напряжение обычно равно 115 или 240 *в*. Там, где используются ветряные двигатели малой мощности, напряжение постоянного тока равно 12 или 24 *в*, поскольку они работают с буферной батареей аккумуляторов.

Если для питания бытовых электрических приборов, электродвигателей и других подобных потребителей электрической энергии можно обойтись переменным током, то для нормальной работы радиоприемников, телевизоров,

радиостанций и большого числа всевозможных других радиоэлектронных устройств требуется постоянный ток с различными напряжениями. Использовать для этих целей аккумуляторы и батареи элементов, а также генераторы постоянного тока в большинстве случаев технически невыгодно как с точки зрения их стоимости, так и из эксплуатационных соображений. Значительно целесообразнее оказывается применение выпрямителей для преобразования переменного тока в постоянный нужного напряжения. Если же используется сеть постоянного тока или аккумуляторы, то для получения нужного напряжения необходимы преобразователи, одним из блоков которых является выпрямитель. Можно также указать на широкое

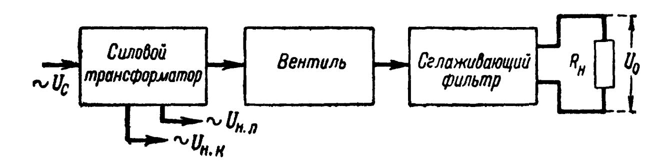


Рис. 1. Блок-схема маломощного выпрямителя.

$U_с$ — напряжение сети переменного тока; $U_{н.л}$ — пониженное напряжение для питания цепей накала ламп; $U_{н.к}$ — напряжение для питания накала кенотрона; $R_н$ — сопротивление нагрузки.

использование выпрямителей в магнитных усилителях, системах возбуждения мощных электрических генераторов и двигателей и ряда других разнообразных электрических и радиотехнических устройствах.

Блок-схема выпрямителя простейшего типа показана на рис. 1. Назначение отдельных блоков схемы сводится к следующему:

силовой трансформатор трансформирует напряжение сети до величины, необходимой для получения заданного напряжения постоянного тока на выходе выпрямителя; обычно в маломощных устройствах силовой трансформатор используется также и для понижения напряжения сети до величины, необходимой для питания цепей накала ламп радиоустройств;

электрический вентиль пропускает ток только в одном направлении, т. е. является собственно выпрямителем;

сглаживающий фильтр уменьшает пульсацию выпрямленного тока;

нагрузка — потребитель, представляющий собой, например, анодно-экранные цепи электронных ламп.

Во многих устройствах, где предъявляются повышенные требования к постоянству выпрямленного напряжения или тока, а также при значительных колебаниях напряжения в сети в сочетании с выпрямителями применяют стабилизаторы постоянного или переменного тока. В отдельных случаях возможно одновременное использование стабилизаторов напряжения переменного тока (феррорезонансных) и постоянного тока (стабилитронов).

В некоторых выпрямителях, где по условиям работы не имеет существенного значения величина пульсации выпрямленного тока, сглаживающий фильтр может отсутствовать. В большинстве же случаев сглаживающий фильтр является неотъемлемой частью выпрямителя, ибо

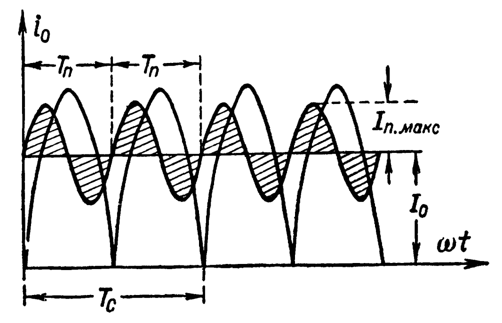


Рис. 2. График выпрямленного тока.

T_c — период выпрямляемого тока; $T_п$ — период пульсации по основной частоте; I_0 — постоянная составляющая выпрямленного тока; $I_{п.макс}$ — амплитуда переменно составляющей выпрямленного тока.

без него пульсация выпрямленного тока настолько велика, что нормальная работа устройства, которое питается от выпрямителя, будет невозможна.

Пульсирующий выпрямленный ток (рис. 2) можно представить суммой постоянной и переменных составляющих (гармоник), частота которых кратна частоте переменного тока в сети, причем амплитуды переменных составляющих резко убывают с увеличением частоты. Поэтому для большинства практических задач можно пренебречь малыми амплитудами более высоких частот и ограничиться рассмотрением пульсации основной частоты. Как будет показано ниже, это допустимо: если сглаживаются низко-

Таблица 1

Потребители энергии	Электрические характеристики		
	Напряжение, *в*	Ток, *а*	Допустимый коэффициент пульсации напряжения $K_п$ не более, %
Радиоприемники с полным питанием от сети переменного тока:			
анодно-экранные цепи выходных ламп усилителя низкой частоты	240—450	0,04—0,1	0,1
анодные цепи ламп предварительного усиления низкой частоты, усилителей высокой и промежуточной частоты и частотопреобразователей	160—240	0,01—0,02	0,02
обмотки возбуждения электродинамического громкоговорителя	60—240	0,015—0,04	5
цепи накала маломощных ламп с непосредственным накалом . .	2—6,3	1—2	1
Ламповый генератор малой мощности (задающий генератор передатчика):			
анодные цепи ламп	160—450	0,02—0,05	0,001
цепи накала ламп	1,2—20	0,05—0,25	1
Усилитель высокой частоты коротковолнового передатчика 10—25 *вт*:			
анодные цепи ламп	160—750	До 0,1	0,01
цепи накала ламп	4—20	До 3	0,1
Двигатель постоянного тока малой мощности	До 120	До 0,25	2

частотные пульсации тока, то тем более сглаживаются высокочастотные пульсации.

В применении к графику на рис. 2, где показан характер пульсации выпрямленного тока в двухтактной схеме выпрямления, наиболее глубокие пульсации имеются на основной частоте пульсации $f_п = 2f_с$, где $f_с$ — частота выпрямленного тока, $I_{п.макс}$ — амплитуда переменной составляющей тока, I_0 — постоянная составляющая выпрямленного тока.

Величина пульсации выпрямленного напряжения на нагрузке $R_н$ обычно характеризуется коэффициентом пульсации

$$K_п = \frac{U_{п.макс}}{U_0} 100\%,$$

где $U_{п.макс} = I_{п.макс} R_н$ — амплитуда переменной составляющей напряжения с основной частотой пульсации $U_п$;

U_0 — постоянная составляющая выпрямленного напряжения на нагрузке.

Допустимые значения коэффициента пульсации выпрямленного тока (напряжения) для различных видов нагрузки приведены в табл. 1.

Приборы, обладающие свойством пропускать ток только в одном направлении, называют **вентилями**. В качестве вентилей чаще всего используют электровакуумные и полупроводниковые приборы. Из полупроводниковых вентилей наибольшее распространение получили селеновые, германиевые и кремниевые.

В настоящее время можно с уверенностью говорить о неоспоримых преимуществах полупроводниковых вентилей по сравнению с электровакуумными.

Лучше всего определять целесообразность применения тех или иных типов вентилей при их сопоставлении друг с другом для конкретно заданных режимов и условий работы выпрямительного устройства.

Существенное значение для нормальной работы выпрямителя (а также с точки зрения его веса и стоимости) имеют трансформатор и дроссель сглаживающего фильтра.

Окончательный выбор типа трансформатора и дросселя может быть сделан на основании сопоставления основных данных нескольких типов. Из этих соображений далее приводятся необходимые способы расчета и справочные материалы.

ГЛАВА ПЕРВАЯ
ЭЛЕКТРОННЫЕ ВЕНТИЛИ

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Электронными вентилями называются электронные лампы, простейшей из которых является двухэлектродная (диод), содержащая катод и анод. Такая двухэлектродная лампа называется кенотроном, если она предназначена для использования в выпрямителях тока промышленной или повышенной частоты.

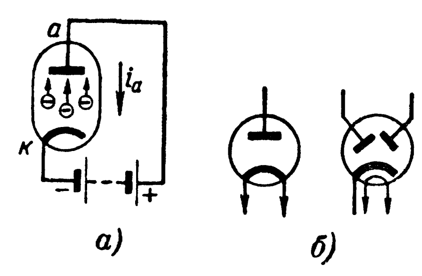


Рис. 3. Действительное и условное (техническое) направление тока в кенотронах (*а*) и условное обозначение кенотронов (*б*).

Катод кенотрона предназначен для получения потока свободных электронов, которые под воздействием приложенного извне напряжения («плюс» на анод и «минус» на катод) движутся к аноду, создавая ток через лампу. Таким образом, действительное направление тока в лампе совпадает с направлением движения электронов. На схемах же обычно указывается условное (техническое) направление тока, показанное стрелкой вне лампы на рис. 3,*а*.

Движению электронов от катода к аноду не должны мешать молекулы газа. Для этого катод и анод помещают в баллон и создают в нем вакуум. Практически достичь абсолютного вакуума не удается, и поэтому ограничиваются достаточно большим разрежением (10^{-6}—10^{-7} *мм рт. ст.*). Кроме того, принимаются меры к тому, чтобы в баллон лампы не просачивался газ извне, а также чтобы он не выделялся из электродов при их нагревании.

Для этих целей используются два типа баллонов — стеклянные и металлические.

Практически применяемые кенотроны имеют два типа катодов: с прямым и косвенным накалом. Их условное обозначение показано на рис. 3,*б*.

2. СТРОЕНИЕ ТВЕРДОГО ТЕЛА

Согласно современным воззрениям любое вещество состоит из атомов или группы атомов, составляющих молекулы. Поперечник атома равен примерно 10^{-8} *см*, тем не менее он имеет сложную структуру. Ядро атома диаметром порядка 10^{-12} *см* содержит материальные частицы — протоны и нейтроны. Исключение составляет ядро атома водорода, состоящее из одного протона. Вокруг ядра атома по замкнутым орбитам, расположенным на различных расстояниях от него, движутся электроны. В сложных атомах таких орбит может быть много. Каждому химическому веществу соответствует атомное ядро определенного строения и разное число орбит с электронами.

Каждый электрон обладает отрицательным электрическим зарядом, равным $1{,}6 \cdot 10^{-19}$ *к*. Нейтроны не обладают электрическим зарядом. Протоны имеют положительный заряд, численно равный заряду электронов. В результате общий положительный заряд ядра атома $q = ez$, где e — заряд протона, z — число протонов в ядре. Общее число электронов в атоме равно числу протонов в ядре, поэтому общий заряд атома равен нулю.

Многочисленными опытами установлено, что отношение величины электрического заряда электрона к его массе при движении электрона со скоростью, намного меньшей скорости света, остается неизменным и равно $1{,}759 \cdot 10^{8}$ *к/г*. Отсюда, зная величину заряда электрона $1{,}6 \cdot 10^{-19}$, можно определить его массу, которая равна $0{,}91 \cdot 10^{-27}$ *г*. Масса электрона остается постоянной только при малых скоростях движения. При возрастании скорости электрона его масса увеличивается в соответствии с формулой

$$m = \frac{m_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2}},$$

где m_0 — масса покоящегося тела;
v — скорость тела;
c — скорость света.

Электроны внутренних, ближайших к ядру орбит прочно связаны с ядрами силами электростатического притяжения благодаря разноименности их электрических зарядов. Электроны наиболее удаленных от ядра орбит связаны с ним слабее. Такие электроны называются **внешними** или **валентными**. Они определяют химические свойства атома. При достаточном сближении двух атомов между ними возникают силы взаимодействия, вызванные наличием в атомах электрически заряженных частиц. Междуатомные силы действуют главным образом на внешние электроны, заставляя их двигаться по новым орбитам, охватывающим оба атома. Так создается химическая связь и образуются молекулы.

Наблюдаемые резкие различия свойств газов, жидкостей и твердых тел определяются характером взаимодействия между атомами и молекулами. В газах взаимодействие молекул мало́. Атомы и молекулы газа образуют систему свободных хаотически движущихся частиц. В жидкостях взаимодействие молекул значительно больше. Атомы и молекулы жидкости располагаются почти вплотную друг к другу и могут перемещаться по объему, занятому ею, весьма медленно. В твердом теле силы взаимодействия молекул настолько велики, что атомы уже не могут свободно перемещаться и занимают вполне определенные положения в пространстве, совершая около этих положений непрерывные колебания, размах которых зависит от температуры тела. С повышением температуры тела колебания атомов становятся более интенсивными.

Для твердого тела характерно закономерное и упорядоченное расположение частиц в пространстве, так называемое кристаллическое строение. Атомы твердого тела расположены симметрично друг к другу, образуя кристаллическую решетку. При этом каждый атом нельзя считать изолированным, а его внешние электроны нельзя уже считать принадлежащими одному определенному атому. Это особенно сильно проявляется в металлах, для которых характерна слабая связь внешних электронов с ядром своего атома. В атомах металла электроны, находящиеся на внешних орбитах и слабо связанные с ядром, могут от него легко оторваться. При такой потере электрона атом оказывается заряженным положительно,. т. е. становится **положительным ионом**.

В первом приближении структуру металла можно представить себе в виде кристаллической решетки, в узлах ко-

торой расположены положительные ионы, а внешние электроны, оторвавшиеся от своих атомов, хаотически перемещаются между узлами кристаллической решетки со скоростью, определяемой из соотношения

$$W_i = \frac{1}{2} mv^2 = \frac{3}{2} KT,$$

где W_i — средняя тепловая энергия одного электрона;
m — масса электрона;
v — средняя скорость движения электрона;
$T = 273 + {}^\circ C$ — абсолютная температура металла;
$K = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ *дж/град* (постоянная Больцмана).

Из приведенного соотношения следовало бы сделать вывод, что при температуре абсолютного нуля (—273° С) движение молекул металла должно прекратиться, а энергия электронов равняется нулю. На самом деле электроны обладают даже при температуре абсолютного нуля некоторой кинетической энергией, максимальное значение которой различно для разных металлов.

3. ТЕРМОЭЛЕКТРОННАЯ ЭМИССИЯ

Потоки свободных электронов, определяющие протекание тока через электронные лампы, могут быть созданы одним из пяти видов эмиссии: термоэлектронной, фотоэлектронной, вторичноэлектронной и др. Наиболее широко используется термоэлектронная эмиссия, осуществляемая накаливаемыми катодами.

Как указывалось выше, внутри металла имеются хаотически движущиеся полусвободные электроны, часть из которых обладает значительной энергией уже при сравнительно низких температурах. Тем не менее, эмиссия электронов с поверхности таких металлов не наблюдается, так как этому препятствуют две основные причины. Во-первых, электроны с наибольшей энергией и скоростью движения внутри металла образуют при выходе из металла, в непосредственной близости от его поверхности, двойной электрический слой. С одной стороны поверхности металла скапливаются электроны, создающие отрицательный пространственный заряд, а с другой стороны, на небольшой глубине скапливаются положительные ионы металла, возникающие при выходе электронов. Этот слой часто называют потенциальным барьером. Все последую-

щие электроны, выходящие на поверхность металла, должны преодолеть этот потенциальный барьер. Во-вторых, когда электрон покидает металл, возникает сила притяжения между ним и положительными ионами металла.

Для выхода электрона на поверхность металла и преодоления указанных сил ему должна быть сообщена дополнительная тепловая энергия, в результате чего увеличиваются скорость движения электрона и его кинетическая энергия. Поэтому интенсивность электронной эмиссии или термоэлектронный ток катода определяется температурой. Эта зависимость обычно выражается в виде

$$I_e = AT^2 e^{-\frac{b_0}{T}},$$

где I_e — удельный ток эмиссии катода;

$A = 60{,}2$ — коэффициент, одинаковый для всех чистых металлов;

b_0 — постоянная, зависящая от состояния поверхности катода и работы выхода электронов;

T — абсолютная температура катода.

В катодах прямого накала нить накаливания является одновременно и катодом. В них эмиссия электронов происходит с поверхности нити накаливания. Ток эмиссии начинается только с некоторой температуры, повышаясь сначала медленно, а затем весьма быстро.

Рабочую температуру катода приходится ограничивать вследствие плавления и испарения нити накаливания. Поэтому ток эмиссии катода также получается ограниченным и произвольно повышать его путем увеличения температуры накаливания нити нельзя. Обычно температура катода выбирается из условий удовлетворения требованиям долговечности и экономичности катода.

Оксидные катоды косвенного накала отличаются тем, что нить накала помещается внутри цилиндрического катода, внешняя поверхность которого покрыта оксидами щелочноземельных металлов с малой работой выхода. У таких катодов нет резкого ограничения тока эмиссии. Однако при их длительной работе с большой эмиссией катод разрушается. Эти катоды отличаются от других тепловой инерцией, заключающейся в том, что ток эмиссии устанавливается спустя некоторое время после включения тока накала, а прекращается спустя некоторое время после выключения.

4. КЕНОТРОНЫ

Как указывалось выше, кенотроны представляют собою диоды, предназначенные для выпрямления тока.

Анодный ток кенотрона определяется не только током эмиссии, но и анодным напряжением.

Вольт-амперная характеристика кенотрона, показывающая зависимость тока через кенотрон от анодного напряжения, приведена на рис. 4,*а*.

Она показывает, что, начиная с некоторого значения $U_а$, анодный ток почти перестает расти и достигает тока насыщения I_s. Обычно этот ток резко ограничен в ке-

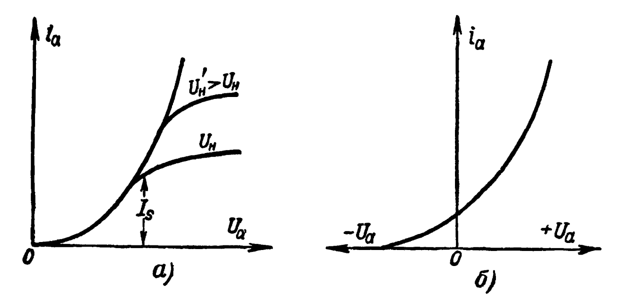


Рис. 4. Характеристики кенотрона.
а — вольт-амперная характеристика; *б* — вольт-амперная характеристика маломощного кенотрона.

нотронах с катодом прямого накала, например вольфрамовым. Если увеличить напряжение накала до величины $U'_н$, то анодный ток с увеличением анодного напряжения снова возрастет и с некоторого значения $U_а$ опять перестанет расти, но ток насыщения I_s становится бо́льшим, чем он был прежде. Происходит это потому, что при малом напряжении накала эмиссия электронов с катода ограничена и все электроны участвуют в создании анодного тока. Повысить ток насыщения путем неограниченного повышения напряжения накала нельзя, так как это приведет к перегоранию нити.

Из характеристики на рис. 4,*а* видно, что анодный ток начинается при положительном анодном напряжении, что в основном верно. Однако при более точном снятии характеристики, в особенности у маломощных диодов, можно получить ее в виде, показанном на рис. 4,*б*, откуда видно, что даже при некотором отрицательном анодном напряжении имеется анодный ток. Наличие этого тока обусловле-

но электронами, у которых скорость их движения при выходе на поверхность катода настолько велика, что тормозящее поле, создаваемое отрицательным анодным напряжением, недостаточно. У маломощных кенотронов это явление проявляется сильнее, чем у мощных, вследствие того, что относительное количество электронов, имеющих большую скорость выхода по отношению ко всей массе электронов, у них больше.

По приведенным характеристикам кенотрона можно определить его основные параметры:

крутизну характеристики

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_a},$$

которая показывает, насколько изменяется анодный ток кенотрона при изменении напряжения на аноде на 1 *в*;

внутреннее сопротивление, определяющее сопротивление кенотрона переменному току, выражаемое отношением

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}.$$

Крутизна характеристики и внутреннее сопротивление кенотрона зависят от режима его работы и линейности характеристики. В связи с этим следует также определять сопротивление кенотрона постоянному току в каждом заданном режиме, выражающееся отношением

$$R = \frac{U_a}{I_a}.$$

Основные данные маломощных кенотронов отечественного производства приведены в табл. 2.

Указанные в табл. 2 величины полностью не исчерпывают данных режима работы кенотронов. Например, указанные значения внутреннего сопротивления кенотрона являются средними. Допустимая мощность рассеяния на аноде должна быть больше мощности, рассеиваемой на аноде при работе кенотрона. В равной мере должно быть выполнено условие, при котором обратное напряжение берется меньше, чем допустимое.

Кенотроны, используемые в схемах при импульсном режиме работы, могут пропускать максимальный ток, намного превышающий выпрямленный. При этом следует

Таблица 2

Обозначение кенотрона	Число анодов	Данные накала: Род накала	Данные накала: Напряжение, *в*	Данные накала: Ток, *а*	Допустимые данные: Амплитуда обратного напряжения, *в*	Допустимые данные: Амплитуда анодного тока, *ма*	Допустимые данные: Мощность рассеяния, *вт*	Внутреннее сопротивление, *ом*	Размеры, *мм*
1Ц1С	1	Прямой	0,7	0,18	15 000	5	0,5	7 500	33×90
1Ц7С	1	„	1,25	0,2	30 000	17	0,5	14 000	33×105
1Ц11П	1	„	1,2	0,2	20 000	2	0,5	20 000	19×65
2Ц2С	1	—	2,5	1,75	12 500	45	1	3 500	40×114
5Ц3С	2	Прямой	5	3	1 700	750	10	200	52×140
5Ц1М	2	Косвенный	5	2	1 550	415	10	180	33×92
5Ц4С	2	„	5	2	1 350	375	10	150	42×115
5Ц8С	2	„	5	5	1 700	1 200	30	125	52×134
5Ц9С	2	„	5	3	1 700	600	12	280	45×93
5Ц12П	1	„	5	0,77	2 000	350	3	400	23×75
6Ц4П	2	„	6,3	0,6	1 000	300	3	250	19×62
6Ц5С	2	„	6,3	0,6	1 100	300	5	220	33×75
6Ц10П	1	„	6,3	1,05	4 500	450	5	100	23×75
6Ц13П	1	„	6,3	0,95	1 600	900	8	—	23×75
30Ц6С	2	„	30	0,3	500	500	7	150	42×115

обращать главное внимание на допустимую мощность рассеяния на аноде.

В ряде случаев из конструктивных или других соображений, в том числе и для удовлетворения требования в отношении мощности рассеяния на аноде, можно воспользоваться параллельным включением нескольких кенотронов.

ГЛАВА ВТОРАЯ
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ВЕНТИЛИ

5. ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ПРОВОДИМОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

К полупроводникам относится большое количество веществ и элементов, которые по своим электрическим свойствам занимают промежуточное положение между проводниками (металлами) и изоляторами (диэлектриками), о чем можно судить по их удельному сопротивлению. Удельное сопротивление проводников составляет 10^{-4}—10^{-5} *ом·см*; для изоляторов эта величина равна 10^{10}—10^{18} *ом·см*. Удельное сопротивление полупроводников колеблется в пределах 10—10^{10} *ом·см*. Различие между проводниками и полупроводниками этим не ограничивается. Полупроводники ведут себя по-разному при изменении

температуры и при наличии примесей. Несколько по-иному проходит в них также и процесс протекания тока.

Основной отличительной чертой атомов металла, как указывалось выше, является относительно слабая связь электронов внешних орбит с ядром атома, чем обусловливается хорошая электрическая проводимость металла даже при низких температурах. При этом в металле имеется единственный вид электрической проводимости, получившей название *электронной*, или типа *n* (от слова negative — отрицательный).

Полупроводники отличаются от металлов тем, что в них электроны внешних орбит прочно связаны с ядром своего атома и не могут от него легко отрываться. В результате общее число свободных электронов в полупроводнике мало, и если полупроводник не содержит примесей и не находится под воздействием внешних ионизирующих факторов, то его электрическая проводимость мала, но при наличии

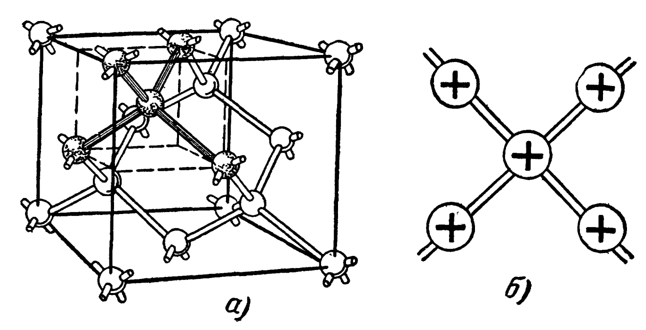


Рис. 5. Структура кристаллической решетки германия (*а*) и элементарная ячейка кристалла (*б*).

примесей и внешнего воздействия ионизирующих факторов его электрическая проводимость может оказаться соизмеримой с проводимостью металла. При этом в полупроводнике могут быть два вида электрической проводимости: электронной, или типа *n*, и *дырочной*, или типа *p* (от слова positive — положительный).

На рис. 5,*а* показана элементарная ячейка кристалла четырехвалентного твердого тела, строение которого характерно для алмаза, кремния и германия, хотя у каждого из этих атомов общее число электронов разное. Кристаллическая решетка ячейки содержит 8 атомов, все внешние электроны которых связаны с узлами кристаллической ре-

шетки, отмеченными на рис. 5,*б* кружочками с крестиками. Такое обозначение узлов кристаллической решетки принято в связи с тем, что узлы представляют собой положительно заряженные ионы.

В описываемом кристалле все положительные и отрицательные заряды частиц связаны и свободных носителей тока, которые могли бы создать электрический ток, не имеется, поэтому такой кристалл не проводит ток. В равной мере это может быть отнесено к любому неметаллическому кристаллу, находящемуся при температуре абсолютного нуля.

Химически чистые (беспримесные) полупроводники при температуре абсолютного нуля не отличаются от идеального изолятора. В них электрическая проводимость возможна только за счет нагревания, в процессе которого возникают носители электрических зарядов собственных атомов. Поэтому такая проводимость называется собственной в отличие от примесной.

При нагревании полупроводников одновременно происходят два процесса: возбуждение атомов и возникновение электронов проводимости, а также рекомбинация атомов, приводящая к частичному поглощению электронов проводимости и возникновению электронных дырок.

Так как масса электронов намного меньше массы дырок, подвижность электронов намного больше подвижности дырок. Поэтому даже при равенстве электронов и дырок ток через беспримесный полупроводник в основном определяется электронами проводимости, концентрация которых зависит от температуры.

При повышении температуры полупроводника наряду с увеличением числа электронов проводимости происходит учащение столкновений электронов с узлами кристаллической решетки и некоторое снижение скорости их движения в направлении переноса электрических зарядов.

В отличие от полупроводников при нагревании металла общее количество электронов проводимости практически не увеличивается, так как почти все внешние электроны уже оторваны от своих атомов и хаотически перемещаются между узлами кристаллической решетки. Для получения дополнительных свободных электронов их надо вырывать из внутренних слоев атома, для чего необходима температура более высокая, чем температура плавления. Повышение же температуры металла проявляется в увеличении скорости электронов проводимости и учащении

их столкновений с узлами кристаллической решетки. Вследствие этих столкновений уменьшается скорость электронов проводимости в направлении переноса электрических зарядов, и в результате электрическое сопротивление металлов увеличивается с повышением температуры.

Примеси в металлах и полупроводниках по-разному действуют на их электрические свойства. Если в кристаллическую решетку металла попадают атомы посторонней примеси, то они вносят в решетку неоднородности в дополнение к тем, которые вызываются ее тепловыми колебаниями. В результате учащающихся столкновений электронов проводимости с узлами кристаллической решетки снижается скорость движения электронов, причем число электронов проводимости не увеличивается. Результатом этого является то, что электрическое сопротивление металлов с примесями возрастает.

Примеси в полупроводнике, как и в металле, искажают кристаллическую решетку и, казалось бы, должны увеличить электрическое сопротивление таких кристаллов. Однако действие примесей в полупроводниках не ограничивается только искажением кристаллической решетки, но приводит также к увеличению числа носителей тока. Пусть внутри кристаллической решетки основного полупроводника имеется некоторое количество примеси, у атомов которой электроны внешних орбит слабо связаны с ядром и могут легко покинуть свой атом. Тогда эти электроны, перемещаясь между узлами основной кристаллической решетки, смогут принять участие в переносе электрических зарядов и увеличении проводимости кристалла.

Такими примесями могут быть те, у которых валентность выше валентности основного вещества полупроводника. Так, например, при использовании четырехвалентного основного (беспримесного) полупроводника примесь должна быть пятивалентной. В таком случае проводимость примесного полупроводника будет определяться избытком свободных электронов в кристалле, т. е. будет электронная проводимость типа *n*, подобная проводимости в металле. Такие примесные полупроводники называются избыточными электронными полупроводниками. К их числу относится германий и кремний с примесью сурьмы, мышьяка или фосфора, а также большое число окислов металла.

Имеются также примеси другого рода, способные принять на свою внешнюю орбиту атома один или несколько электронов от наружной орбиты основных атомов кристал-

ла. Оторвавшиеся электроны захватываются атомами примеси и закрепляются там. Атом основного полупроводника, с наружной орбиты которого ушел электрон, может «притянуть» на его место электрон с соседнего атома и т. д. В результате место, где имеется недостаток электрона (дырка), непрерывно и беспорядочно перемещается по всей кристаллической решетке от одного атома к другому. Если такой кристалл поместить во внешнее электрическое поле, то движение дырок будет упорядочено и обусловит протекание тока. Так как дырки обладают положительным зарядом (из-за недостачи электрона), они будут двигаться в направлении, противоположном направлению движения электронов в полупроводнике с электронной проводимостью. В таком полупроводнике электронные дырки являются носителями электрического заряда, и проводимость таких полупроводников называется дырочной (типа *p*).

Очевидно, что в примесном полупроводнике с дырочной проводимостью примеси должны иметь валентность, меньшую, чем валентность основного полупроводника. Так, например, для получения проводимости типа *p* в четырехвалентном кристалле примесь должна быть трехвалентной. В качестве технически важных полупроводников типа *p* используются германий и кремний с примесями бора, алюминия, индия, а также ряд соединений металлов с кислородом.

Примесные полупроводники с проводимостями типа *n* и типа *p* по-разному ведут себя при включении их в электрическую цепь и введении в них извне (по электрической цепи) электронов. Электрическая проводимость полупроводников типа *n* возрастает, поскольку увеличивается концентрация электронов в зоне проводимости. В полупроводнике типа *p* электрическая проводимость снижается, так как введенные электроны снижают концентрацию электронных дырок, часть которых рекомбинирует с введенными электронами.

6. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

Действие полупроводниковых диодов основано на явлениях, происходящих вблизи границ перехода от проводимости типа *p* к проводимости типа *n*. Такие переходы кратко называют *n-p*- или *p-n*-переходами. Разделение типов проводимостей в них осуществляется не механическим контактом, а свойствами той или другой части кристалла. Несколько труднее представить себе *n-p*-переход

в точечных диодах или при механическом контакте металла с полупроводником. Образование таких *n-p*-переходов можно упрощенно представить так.

В точечных диодах, состоящих из кристалла и пружинящей металлической иглы, используются кристаллы, основной объем которых имеет один тип проводимости, а на поверхности кристалла имеются небольшие участки с проводимостью другого типа, образовавшиеся вследствие примесей. Эти участки («пятна») обычно имеют малые размеры. В этом случае размеры острия контактной пружины диода должны быть меньшими, чем размеры «пятен», диаметр которых приблизительно равен 0,01 *мм*. В противном случае *n-p*-переход будет шунтироваться иглой и выпрямляющее действие перехода будет нарушено. Этим можно объяснить известный радиолюбителям факт, что в кристаллических детекторах приходится искать «чувствительную точку».

Во втором случае, когда имеется плоскостной контакт между полупроводником и металлом, как это имеет место, например, в селеновых и меднозакисных диодах, *n-p*-переходы образуются в процессе изготовления (формования) диода. Для объяснения этого можно предположить, что между полупроводником и металлом имеется большое количество точечных контактов, подобных переходам между кристаллом и острием металла.

Процессы, происходящие вблизи *n-p*-перехода в полупроводниках, могут быть объяснены следующим образом. Движение электрических зарядов через *n-p*-переход полупроводника при отсутствии приложенного извне напряжения носит характер диффузии (перемещения) основных носителей зарядов из одной области проводимости в другую. Диффузия зарядов обусловлена различной их концентрацией в полупроводниках типов *n* и *p*. Концентрация электронов в полупроводнике типа *n* выше, чем в полупроводнике типа *p*, и поэтому электроны диффундируют в область полупроводника типа *p*, заряжая пограничный слой этой области полупроводника отрицательно. Пограничный слой полупроводника типа *n*, потеряв электроны, заряжается положительно, как это показано на рис. 6,*а*. Вследствие аналогичной диффузии электронных дырок из области *p* в область *n* в пограничных слоях диода образуются дополнительные заряды с той же самой полярностью. В результате на границе полупроводника с разной проводимостью возникает двойной электрический слой

(рис. 6,*б*), образующий потенциальный барьер (рис. 6,*в*), который противодействует дальнейшей диффузии носителей электрических зарядов через границу.

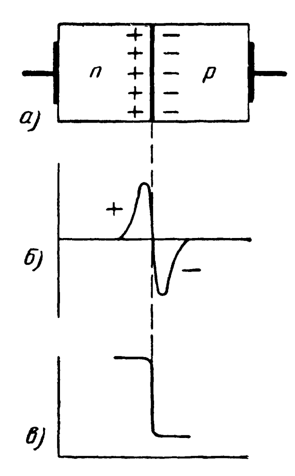


Рис. 6. Двойной электрический слой (*а*), распределение плотности заряда (*б*) и потенциальный барьер (*в*) в диоде.

В установившемся режиме через границу могут диффундировать только те заряженные частицы, которые обладают достаточной энергией для преодоления потенциального барьера. В установившемся режиме диффузионный ток компенсируется встречным током, образованным неосновными носителями зарядов, переходящими из одной области полупроводника в другую под воздействием возникшего электрического поля в *n-p*-переходе.

Вместе с образованием двойного электрического слоя происходит обеднение пограничного слоя полупроводников *n* и *p* основными носителями зарядов, вследствие чего такой слой обладает повышенным сопротивлением электрическому току.

Если присоединить полупроводниковый диод к источнику электрического тока (рис. 7,*а*), то вследствие появившегося при этом электрического поля начнется перемеще-

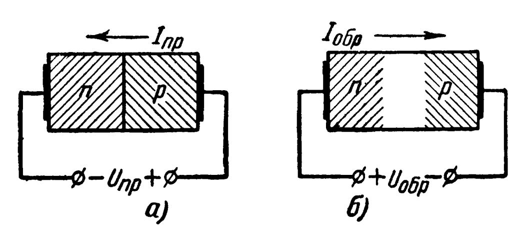


Рис. 7. Схемы включения полупроводникового диода.

а — в прямом направлении; *б* — в обратном направлении.

ние основных носителей зарядов в областях *n* и *p* (соответственно электронов и дырок) от электродов к границе *n-p*-перехода. При этом обедненные пограничные слои пополняются притекающими основными носителями заря-

да, уменьшается сопротивление n-p-перехода и понижается потенциальный барьер.

Электроны проводимости, идущие в полупроводнике типа n, легко переходят (диффундируют) через потенциальный барьер. Процесс перехода электронов осуществляется тем легче, чем ниже потенциальный барьер, т. е. чем выше приложенное напряжение $U_{пр}$. В результате в цепи диода начнет протекать ток $I_{пр}$, величина которого будет зависеть от напряжения $U_{пр}$.

Проводя аналогию с электронными лампами, можно отметить, что полупроводник типа p в диоде ведет себя подобно аноду, а полупроводник типа n подобно катоду.

В случае включения диода в цепь по схеме на рис. 7,*б*, когда на диод подается обратное напряжение $U_{обр}$, основные носители зарядов будут перемещаться от границ n-p-перехода к электродам диода. Обедненные основными носителями зарядов пограничные слои будут еще сильнее обедняться и расширяться, образуя в непосредственной близости к n-p-переходу запирающий слой, толщина которого примерно 10^{-6} *см*. Одновременно с этим будет возрастать потенциальный барьер. В результате основные носители зарядов не смогут участвовать в процессе электрической проводимости диода. В этом случае возникает обратный ток $I_{обр}$, обусловленный движением неосновных носителей зарядов, перемещению которых потенциальный барьер не препятствует. Величина обратного тока мала благодаря незначительному количеству неосновных носителей зарядов в полупроводнике. Так как количество неосновных носителей зарядов зависит лишь от скорости их образования и скорости их рекомбинации, обратный ток в некоторых пределах мало зависит от величины напряжения $U_{обр}$.

Направление прямого и обратного токов в диодах с точечными контактами зависит от типа проводимости в кристалле. В случае проводимости типа n прямой ток соответствует направлению от металла к кристаллу; если же в кристалле имеется проводимость типа p, то прямой ток протекает в направлении от кристалла к металлу.

Зависимости прямого и обратного токов от приложенного к диоду напряжения лучше всего представлять графически в виде вольт-амперной характеристики, приведенной на рис. 8. Особенностью вольт-амперной характеристики полупроводниковых диодов является ее участок с обратным током $I_{обр}$. Начиная с точки *Б*, обратный ток $I_{обр}$

резко возрастает при сравнительно малом изменении напряжения $U_{обр}$. При некотором значении приложенного напряжения обратный ток может стать соизмеримым с прямым, т. е. диод теряет одностороннюю проводимость. В этом случае говорят об электрическом пробое диода; величина напряжения, при котором начинается пробой, называется предельно допустимым обратным напряжением $U_{обр.доп}$.

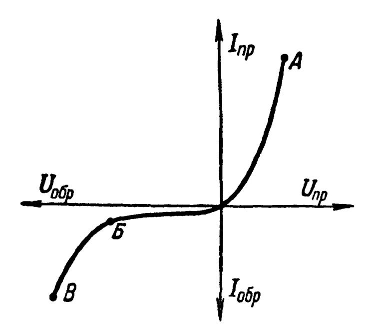


Рис. 8. Вольт-амперная характеристика полупроводникового диода.

Упрощенное представление электрического пробоя диода сводится к следующему. Под воздействием приложенного напряжения $U_{обр}$ дырки и электроны двигаются к электродам со скоростью, зависящей от величины $U_{обр}$. При некотором значении этого напряжения их скорость становится настолько велика, что при встрече с атомами полупроводника возникает процесс ионизации, подобный тому, как это имеет место в ионных приборах.

7. СЕЛЕНОВЫЕ ДИОДЫ И ВЕНТИЛИ

Устройство селеновых диодов и вентилей. Конструкция селеновых вентилей зависит от допустимого тока через отдельный элемент (диод) и технологии его производства. В настоящее время существует несколько конструктивных форм селеновых элементов, отличающихся по своему устройству и технологии производства. Во всех этих элементах *n-p*-переход создается между металлом и слоем селена, нанесенного на металлический электрод. Обычно к селену, идущему на изготовление диодов, добавляют в очень малом количестве йод или хлор. Эти примеси уменьшают сопротивление элемента прямому току и компенсируют действие других примесей, вызывающих повышение сопротивления.

Схематическое устройство селенового элемента (диода) показано на рис. 9,*а*. Здесь электродом *а* (анодом) является подкладка (нижний электрод) вместе с нанесенным на нее слоем селена. Электродом *к* (катодом) служит верхний электрод. Между верхним и нижним электродами имеется

ряд промежуточных слоев, в том числе запорный слой, назначение которого указывалось выше.

Различают два вида технологии производства селеновых диодов: горячую и вакуумную.

Технология производства нанесения слоя селена горячим способом следующая. Стальные или алюминиевые листы толщиной 0,5—1,5 *мм* обрабатываются на пескоструйных аппаратах для создания шероховатой поверхности, позволяющей лучше удерживать покрывающий ее слой металла с селеном. Обработанные таким способом листы разрезают на ленты, из которых штампуют подклад-

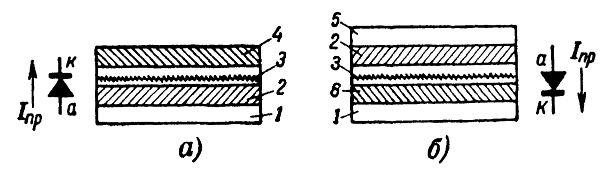


Рис. 9. Схематическое устройство селеновых диодов.

а — типа АВС; *б* — типа ТВС; *1* — алюминиевая подкладка; *2* — слой висмута; *3* — слой селена; *4* — сплав олова с кадмием; *5* — алюминиевая фольга; *6* — кадмий.

ки элементов в виде дисков (таблет) диаметром 5 и 7,2 *мм*, а для более мощных диодов — в виде шайб большего диаметра или прямоугольных пластин. После обезжиривания их покрывают никелем или слоем висмута, причем никель наносится в гальванической ванне, а висмут напаривается в вакууме. Последний способ лучше сочетать с вакуумной технологией нанесения слоя селена.

Нанесение слоя селена горячим способом производится так. На горячую подкладку намазывают аморфный селен или расплавляют на ней порошкообразный селен. Затем подкладку с селеном прессуют для образования плотного и равномерного слоя селена, толщина которого составляет 0,065—0,085 *мм*.

Верхний электрод элемента (катод) наносится на поверхность селена. Материалом катода служит сплав олова с кадмием с добавлением висмута. Температура плавления сплава приблизительно равна +105° С, поэтому нагрев вентилей во время их работы в выпрямителях выше +75° С не допускается. Нанесение верхнего электрода осуществляется путем напыления при помощи специального металлизатора или осаждением (напариванием) в вакууме. Для предотвращения короткого замыкания между под-

кладкой и верхним электродом по боковой поверхности электродов катодный сплав наносится не на всю поверхность селена, вследствие чего уменьшается рабочая поверхность элемента, составляющая примерно 75% поверхности подкладки в элементах малого и среднего размеров.

При вакуумной технологии висмутирования алюминия, нанесения слоя селена и катодного сплава листы предварительно не разрезаются и подкладки не штампуются. Все эти операции производятся позднее. При этом достигается большая равномерность толщины слоя селена, удлиняется срок службы элементов и улучшаются их электрические параметры.

После окончания технологических операций селеновые диоды подвергаются электрической формовке, состоящей в том, что в течение примерно 30 *мин* через диод пропускается обратный ток с постепенным повышением приложенного обратного напряжения. В результате формовки снижается относительная величина прямого тока и резко уменьшается обратный ток. В процессе формовки создаются благоприятные условия для диффузии кадмия в селен, с одной стороны, и висмута — с другой. В слое селенистого кадмия создается проводимость типа *n*, а в другом слое селена проводимость типа *p*. Прямой ток через диод протекает в направлении, показанном стрелкой на рис. 9,*а*.

С целью повышения допустимого обратного напряжения производятся селеновые элементы типа *Т*, схематическое устройство которых показано на рис. 9,*б*. У них запирающий слой расположен между подкладкой и селеном, а верхний электрод представляет собой не сплав кадмия с оловом, а висмутированную алюминиевую фольгу. Поэтому слой селена, контактирующий с висмутированной фольгой, в результате диффузии в него атомов висмута приобретает проводимость типа *p* и является анодом диода, а слой селена, соприкасающийся с кадмиевым слоем, нанесенным на подкладку, приобретает проводимость типа *n*. Между этими двумя слоями с разными проводимостями находится запирающий слой. Направление прямого тока в элементе типа *Т* показано стрелкой на рис. 9,*б*.

Для выпрямления более высокого напряжения ряд селеновых элементов соединяют последовательно, а для выпрямления больших токов — параллельно. В таких случаях в один конструктивный узел входит до 60 и более элементов. Общий вид некоторых таких конструктивных узлов (вентилей) показан на рис. 10.

Обычно селеновые вентили собираются так, чтобы отдельные элементы были насажены на монтажный болт (или собраны в обойму) с минимально необходимым количеством монтажных проводов.

Элементы с малыми диаметрами дисков не могут собираться в столбики, так как у них нет отверстия для монтажного болта. Такие диски называются таблетами и со-

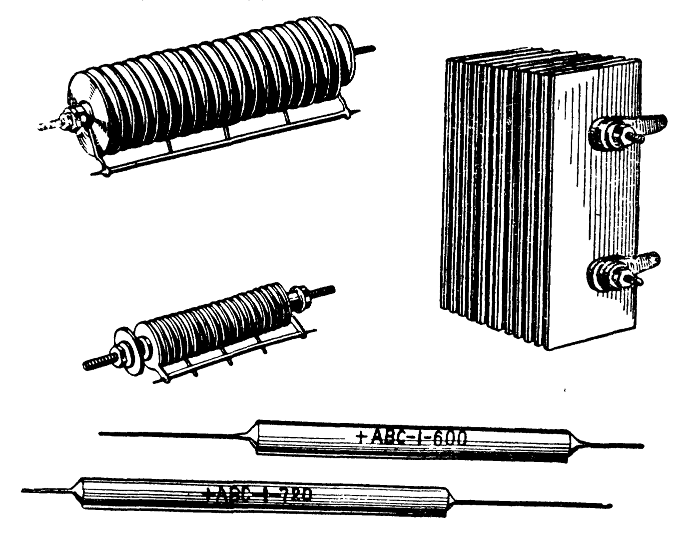


Рис. 10 Внешний вид селеновых вентилей (столбиков).

бираются в пакеты при помощи обоймы, в каждую из которых вмещается 50—60 таблет.

Наиболее распространенные схемы соединения элементов и их расположение в вентилях показаны на рис. 11. Размеры и количество элементов в вентиле выбираются в соответствии с заданными значениями выпрямленного тока и напряжения.

Вольт-амперная характеристика. Обычно вольт-амперные характеристики снимают на постоянном токе при постоянных значениях температуры окружающей среды и самого селенового элемента, который в процессе снятия характеристики не нагружается током и не нагревается выше температуры окружающей среды. Такие характеристики называются статическими. Для того чтобы можно было сравнивать параметры селенового элемента

при разных температурах, снимают семейство статических характеристик.

Температура окружающей среды сильно влияет на выпрямляющие свойства селеновых элементов, как это можно судить по характеристикам, приведенным на рис. 12. Повышение температуры окружающей среды приводит к уменьшению сопротивления прямому току. В пределах от +20 до +60° С сопротивление прямому току

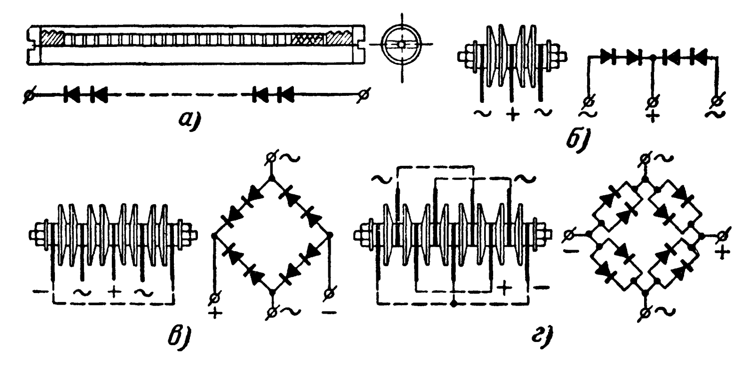


Рис. 11. Схемы соединения селеновых элементов и их расположение в вентилях.

а — высоковольтный селеновый вентиль из таблет; *б* — соединение по схеме с выведенной средней точкой; *в* — соединение по мостовой схеме; *г* — соединение по мостовой схеме (два диода включены параллельно)

уменьшается на 1% первоначального значения при повышении температуры на 1° С. Снижение температуры окружающей среды приводит к увеличению сопротивления прямому току. Это справедливо в диапазоне температур от —40 до +60° С при напряжении $U_{пр} < 2$ *в*.

Характер влияния температуры окружающей среды на сопротивление обратному току определяется величиной напряжения, приложенного к элементу. При напряжениях $U_{обр} = 10 \div 20$ *в* сопротивление обратному току увеличивается по мере повышения температуры. При малых напряжениях, наоборот, имеет место уменьшение сопротивления с увеличением температуры. В настоящее время имеются опытные образцы элементов, у которых температурная зависимость сопротивления значительно снижена.

Допустимые значения плотности прямого и обратного токов для селенового элемента обычного типа составляют: $\delta_{пр} = 50$ *ма/см²* и $\delta_{обр} = 4$ *ма/см²*. Более точно эти величины

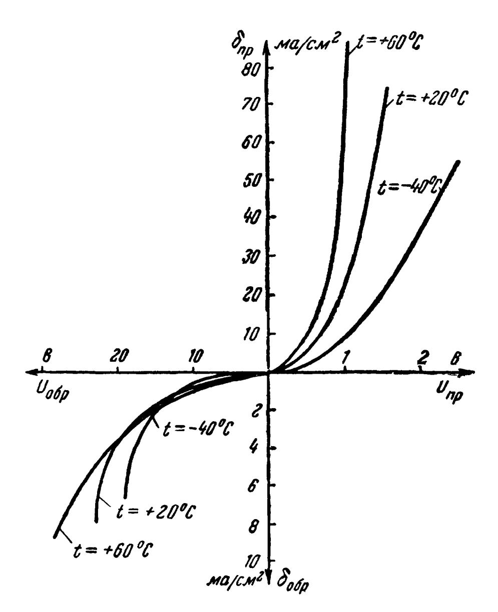


Рис. 12. Семейство статических вольт-ам перных характеристик селенового диода.

устанавливаются в зависимости от эксплуатационных условий.

Зная величину падения напряжения на данном элементе, легко определить величину внутренного сопротивления R_i, сопротивление прямому $R_{пр}$ и обратному $R_{обр}$ току:

$$R_i=\frac{\Delta U_{пр}}{\Delta I_{пр}}\ ;\ R_{пр}=\frac{U_{пр}}{I_{пр}}\ ;\ R_{обр}=\frac{U_{обр}}{I_{обр}}\ ,$$

где R_i — внутреннее сопротивление, определяемое по треугольнику подобно тому, как это делается в применении к электронным лампам (во многих случаях можно считать $R_i=R_{пр}$);

$U_{пр}$ и $U_{обр}$ — прямое и обратное напряжения, при которых измеряются токи $I_{пр}$ и $I_{обр}$.

Пусть, например, при $\delta_{пр}=50$ *ма/см²* прямое напряжение, приложенное к элементу, равно 1,2 *в*. Тогда внутреннее сопротивление диода

$$R_i=\frac{U_{пр}}{\delta_{пр}S_{раб}}=\frac{1,2}{50\cdot 10^{-3}S_{раб}}=\frac{24}{S_{раб}}\ ,$$

т. е. каждый квадратный сантиметр рабочей площади оказывает прямому току сопротивление 24 *ом*. Чем больше поверхность $S_{раб}$, тем меньше внутреннее сопротивление элемента.

Ниже указаны величины сопротивлений селеновых элементов прямому току при нормальной плотности тока $\delta_{пр}=$ $=50$ *ма/см*^{2}. Если же диоды используются при других значениях плотности тока, то их сопротивление может быть определено на основании соотношения

$$R_i = R_{i\ табл}\sqrt{\frac{\delta I_{доп}}{\delta I_{пр}}},$$

где $\delta I_{доп}=50$ *ма/см*^{2};

$\delta I_{пр}$ — плотность тока, при которой эксплуатируется селеновый элемент.

Сопротивление обратному току можно также определить, пользуясь вольт-амперной характеристикой, при помощи которой находятся нужные для расчета значения $U_{обр}$ и $I_{обр}$.

Классификация селеновых элементов сводится к определению их относительного качества. Естественно считать лучшими те элементы, которые обладают наименьшим сопротивлением прямому току и наибольшим сопротивлением обратному. Однако такое определение качества селенового элемента оказывается не совсем верным, так как должно быть учтено наличие «нижнего порога» выпрямления, при котором сопротивления прямому и обратному токам почти одинаковы. Обычно такой порог существует при плотностях тока порядка нескольких микроампер на квадратный сантиметр. Поэтому для более точной оценки выпрямительных свойств селеновых элементов их разделяют на классы и группы, соответственно обозначаемые буквой и цифрой (например, А-0,2, В-2 и т. п.). Буква означает класс элемента в зависимости от величины обратного тока, а цифра — его группу в зависимости от величины прямого напряжения (табл. 3 и 4).

Эксплуатационные свойства селеновых вентилей отличают их от других типов вентилей настолько, что в отдельных случаях они оказываются неприменимы, а в других случаях становятся незаменимыми. Ниже кратко описываются наиболее важные эксплуатационные свойства селеновых вентилей.

Перегрузка селеновых вентилей по току приводит к повышению падения напряжения на них и перегреву. Кратко-

Таблица 3

Группа элементов					
4	3	2	1	0,1	0,2
Прямое напряжение не более, *в*					
0,45	0,55	0,65	0,75	0,85	0,95

Примечание. Значения прямого напряжения измеряются при пропускании средних значений прямого тока, указанных в табл. 4.

Таблица 4

Класс элемента	Элементы на стальной подкладке диаметром, *мм*					Элементы на алюминиевой подкладке размерами, *мм*			
	18	25	35	45	100	60×60	75×75	90×90	100×100
	Прямой ток, *а*								
А, Б, В	0,04	0,075	0,15	0,3	1,5	0,6	1,2	1,5	2
	Наибольший обратный ток, *ма*								
В	5	7	9	12	60	20	30	40	50
Б	—	—	12	18	85	50	75	100	125
А	—	—	—	—	150	—	—	—	—

Примечание. Значения обратного тока измеряются при подаче на элемент обратного напряжения с амплитудой 25 *в*, элементы, имеющие меньший обратный ток, являются лучшим (класс В).

временные перегрузки (в 2—5 раз), повторяющиеся с большими интервалами, выдерживаются селеновыми вентилями безболезненно.

Расформовка элемента заключается в том, что сопротивление запорного слоя (т. е., иными словами, сопротивление обратному току) уменьшается с течением времени. Это происходит при длительном пропускании только прямого тока, а также при долговременном хранении вентилей без использования. При включении вентиля после длительного хранения рекомендуется вначале подавать неполное рабочее напряжение, а затем постепенно повышать его. При этом по существу производится повторная формовка. В этом случае лучше всего подключать к вентилю напряжение переменного тока.

Старение селеновых выпрямителей состоит в постепенном увеличении сопротивления прямому току с течением времени. Процесс старения происходит наиболее заметно в первые 1000—2000 *ч* работы. В нормальном режиме работы вентиля сопротивление прямому току может возрасти на 25—30% первоначальной величины. Старение вентилей имеет место также и при их хранении.

Условным сроком службы селенового вентиля называют время его непрерывной работы, в течение которого напряжение на выходе выпрямителя снижается на 10% при неизменном подводимом напряжении. Селеновые вентили могут быть также использованы и по истечении условного срока службы, если имеется возможность компенсировать возросшее падение напряжения на выпрямителе путем увеличения подводимого к нему напряжения. Срок службы селеновых вентилей составляет 5000—15000 *ч*.

Пробой селеновых вентилей заключается в тепловом разрушении части селенового слоя и катодного сплава под действием больших обратных токов, вызванных большими обратными напряжениями. Обычно пробой происходит при обратных напряжениях с амплитудой порядка 50—80 *в* на каждый элемент. Пробой элемента сопровождается искрой, а также оплавлением селена и части катодного сплава. Если причина пробоя устранена, то выпрямитель может продолжать работать, так как пробитое место в элементе заплавляется аморфным селеном, не проводящим тока. Иногда при перегреве выпрямителя расплавленный электрод (катодный сплав) заливает промежуток между электродами и тем самым замыкает элемент накоротко. В этом случае для дальнейшей нормальной работы вентиля необходимо удалить расплавленный металл.

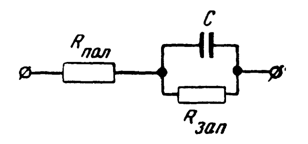


Рис. 13. Эквивалентная схема диода.

Емкость селенового элемента. Опыт показывает, что в цепи с повышенной частотой тока селеновый элемент ведет себя, как система, обладающая в запирающем направлении емкостью с параллельно включенным сопротивлением. В соответствии с этим элемент можно представить в виде эквивалентной схемы, приведенной на рис. 13. Емкость C обусловлена наличием между металлом и полупроводником (селеном) тонкой изолирующей прослойки (запорный слой). Величина емкости составляет 0,01—

0,02 *мкф/см²* и зависит от напряжения, приложенного к элементу.

Емкость выпрямительного элемента как бы шунтирует запорный слой ($R_{зап}$). Это приводит к дополнительным потерям мощности в слое полупроводника ($R_{пол}$ эквивалентной схемы) и уменьшению выпрямленного напряжения. Влияние собственной емкости элемента сказывается на работе выпрямителя тем сильнее, чем выше частота выпрямленного тока.

Усталость (ползучесть) выпрямителей сказывается в том, что наблюдается возрастание обратного тока под воздействием неизменного по величине обратного напряжения, причем увеличение обратного тока не связано с температурным режимом. Как правило, в селеновых выпрямителях явление усталости наблюдается только при некоторых нарушениях технологического процесса изготовления.

Усталость имеет большое значение и резче проявляется в вентилях, используемых в цепях постоянного тока. В этих случаях наибольшее допустимое обратное напряжение снижается примерно на 30—40% по сравнению с допустимым значением обратного напряжения для вентилей, включаемых в цепи переменного тока.

Условия охлаждения селеновых вентилей. Если температура окружающей среды выше +35° С, то нагрузка выпрямителя должна быть снижена в соответствии с данными табл. 5.

Снижение нагрузки селеновых выпрямителей при повышенной температуре вызвано тем, что предельная темпера-

Таблица 5

Температура окружающей среды, °С	Рекомендуемая нагрузка, % нормальных значений	
	по току	по напряжению
До + 35	100	100
40	83/100	100/80
45	67/83	100/80
50	46/67	100/80
55	47/67	80/50
60	30/47	80/60
65	30/47	60/40
70	30	40

Примечание. Уменьшение нагрузки может быть сделано по току или напряжению соответственно данным, указанным в числителях или знаменателях таблицы.

тура нагрева обычных селеновых вентилей составляет около +70° С. Более теплостойкими являются вентили ТВС. Если по условиям эксплуатации выпрямитель должен работать с перегрузкой, то необходимо улучшить условия охлаждения. В таких случаях при сборке элементов в столбики увеличивают промежутки между ними, создают искусственное охлаждение, применяя принудительный обдув воздухом.

Низкая температура окружающей среды для селеновых выпрямителей не опасна. Селеновые выпрямители могут быть использованы при температуре до —40° С. Однако при этом заметно возрастают потери, обусловленные увеличением сопротивления прямому току.

Параметры селеновых вентилей. К электрическим параметрам селеновых вентилей относятся следующие:

1. Допустимая плотность прямого тока (около 50 *ма/см*^{2}) или величина прямого тока при данной рабочей поверхности. Часто также указывают среднее значение выпрямленного тока при данной схеме выпрямления и определенном характере нагрузки. Последние данные можно использовать для ориентировочного выбора типа вентиля.

2. Допустимая величина амплитуды обратного напря-

Таблица 6

Обозначение вентиля	Максимально-допустимая амплитуда обратного напряжения, *в*	Сопротивление прямому току, *ком*	Длина корпуса, *мм*	Длина с выводами, *мм*	Вес, *г*
АВС-1-30	42	0,5	20	90	3,5
АВС-1-60	85	1	23	93	3,8
АВС-1-90	125	1,5	26	96	4
АВС-1-120	170	2	29	99	4,3
АВС-1-150	210	2,5	32	102	4,5
АВС-1-210	295	3,5	38	108	5
АВС-1-270	380	4,5	44	114	5,5
АВС-1-330	465	5,5	47	117	5,8
АВС-1-420	590	7	50	120	6
АВС-1-510	720	8,5	59	129	7
АВС-1-600	850	10	67	137	8
АВС-1-720	1 020	12	76	146	9
АВС-1-840	1 190	14	88	158	10,5
АВС-1-1000	1 410	17	100	170	12
			116	186	14

Примечание. Диаметр вентиля 6,8 *мм*. Максимально допустимый выпрямленный ток составляет 1,2 *ма*.

жения на элементе (от 18 до 36 *в* в зависимости от типа элемента) или допустимая величина напряжения, подводимого к вентилю, состоящему из определенного числа последовательно соединенных элементов. Часто также указывается величина выпрямлённого напряжения в заданной схеме выпрямления при активном характере нагрузки выпрямителя. Последние данные можно использовать для ориентировочного выбора типа вентиля.

В настоящее время приняты следующие обозначения селеновых вентилей: ВС — на стальной подкладке; АВС — на алюминиевой подкладке; ТВС — на алюминиевой подкладке серии Т.

Данные селеновых вентилей из таблет диаметром 5 *мм* приведены в табл. 6, из таблет диаметром 7,2 *мм* — в табл. 7, а вентилей из круглых шайб и прямоугольных пластин — в табл. 8.

Помимо указанных в табл. 6—8 вентилей, промышленностью производятся вентили 12×12, 15×15 и 22×22,

Таблица 7

Обозначение вентиля	Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения, *в*	Сопротивление прямому току, *ком*	Длина корпуса, *мм*	Длина с выводами, *мм*	Вес, *г*
АВС-6-30	42	0,2	22	92	4
АВС-6-60	85	0,4	25	95	4,5
АВС-6-90	125	0,6	28	98	5
АВС-6-120	170	0,8	31	101	5,5
АВС-6-150	210	1	34	103	6
АВС-6-210	295	1,4	39	109	7
АВС-6-270	380	1,8	44	114	8
АВС-6-330	465	2,2	50	120	9
АВС-6-420	590	2,8	58	128	10,5
АВС-6-510	720	3,4	67	137	12
АВС-6-600	850	4	75	145	13,5
АВС-6-720	1 020	4,8	86	156	15,5
АВС-6-840	1 190	5,6	97	167	17,5
АВС-6-1000	1 410	6,7	112	182	20
ТВС-7-11	140	0,4	29	99	3,5
ТВС-7-12	280	1	33	103	4
ТВС-7-13	420	1,5	37	107	4,5
ТВС-7-14	700	2	45	115	6
ТВС-7-15	1 050	3,5	53	123	7,5
ТВС-7-16	1 400	4,5	63	133	9
ТВС-7-17	2 100	7	86	156	13
ТВС-7-18	2 800	9	105	175	16,5
ТВС-7-19М	4 200	13	114	184	17,5

Примечание. Диаметр вентиля 9,5 *мм*. Максимально допустимый выпрямленный ток составляет 6 *ма* для АВС и 7,5 *ма* для ТВС.

Таблица 8

Обозначение вентиля	Допустимое обратное напряжение $U_{п}$, *в*	Рабочая поверхность, *см²*	Допустимый ток, *а*	Количество элементов	Сопротивление одного элемента прямому току, *ом*
АВС-18-10	18	1,27	0,075	20	23
АВС-18-12	18	1,27	0,075	4	23
АВС-18-19	18	1,27	0,075	2	23
АВС-18-30	18	1,27	0,075	6	23
АВС-18-76	18	1,27	0,075	22	23
АВС-25-55	18	2,83	0,15	2	9,2
АВС-25-71	18	2,83	0,15	2	9,2
АВС-25-74	18	2,83	0,15	20	9,2
АВС-35-57	18	6,91	0,3	32	3,6
АВС-35-58	18	6,91	—	2	3,6
АВС-35-99	18	6,91	—	24	3,6
АВС-45 122	18	11,45	0,6	2	2,12
АВС-45-136	18	11,45	0,6	2	2,12
АВС-45-172	18	11,45	0,6	16	2,12
АВС-45-180	18	11,45	0,6	32	2,12
АВС-100-89	18	67	3	2	0,36
АВС-100-110	18	67	3	24	0,36
АВС-100-128	18	67	3	24	0,36
АВС-75×75	15	44	2,4	2	0,55
АВС-75×75	15	44	2,4	8	0,55
АВС-75×75	15	44	2,4	12	0,55
АВС-75×75	15	44	2,4	16	0,55
АВС-75×75	15	44	2,4	28	0,55
ТВС-18-12	30	1,27	0,075	2	25
ТВС-18-13	30	1,27	0,075	2	25
ТВС-18-32	30	1,27	0,075	4	25
ТВС-18-112	30	1,27	0,075	14	25
ТВС-18-154	30	1,27	0,075	16	25
ТВС-18-314	30	1,27	0,075	32	25
ТВС-25-13	30	2,83	0,15	2	10
ТВС-25-154	30	2,83	0,15	16	10
ТВС-25-314	30	2,83	0,15	32	10
ТВС-40×40	30	12,5	0,6	2	1,95
ТВС-40×40	30	12,5	0,6	2	1,95
ТВС-40×40	30	12,5	0,6	16	1,95
ТВС-40×40	30	12,5	0,6	32	1,95
ТВС-40×40	30	12,5	0,6	2	1,95
ТВС-40×40	30	12,5	0,6	16	1,95
ТВС-40×40	30	12,5	0,6	32	1,95
ТВС-75×75	30	44	2,4	4	0,6
ТВС-75×75	30	44	2,4	28	0,6
ТВС-75×75	30	44	2,4	18	0,6
ТВС-100×100	30	85	4,2	24	0,27
ТВС-100×100	30	85	4,2	24	0,27
ТВС-100×200	30	170	8	24	0,14

Примечание. Данные для вентилей ТВС относятся к работе при температуре окружающей среды +35° С и частоте выпрямляемого тока до 500 *гц*, а для вентилей АВС (или ВС) — к частоте тока до 1 000 *гц*.

а также пакетированные вентили АВС-80-260 и АВС-120-270. Последние вентили собраны по мостовой схеме и рассчитаны на использование в приемниках и телевизорах при токе нагрузки не более 90 и 130 *ма* соответственно. На вход этих вентилей допускается подавать напряжение 260 и 270 *в* действующего значения. Габаритные размеры пакетных вентилей составляют 100×40×8 *мм* для АВС-80-260 и 118×46×8 для АВС-120-270 Пакеты вентилей рассчитаны на жесткое крепление к шасси приемника (отвод тепла производится на шасси).

При сборке селеновых элементов в столбики следует помнить, что применение в параллельных ветвях вентилей элементов разных групп может привести к их неравномерному нагреванию и перераспределению тока, а применение в последовательном соединении элементов разных классов — к неравномерному распределению обратных напряжений и возможному их пробою.

8. МЕДНОЗАКИСНЫЕ (КУПРОКСНЫЕ) ДИОДЫ И ВЕНТИЛИ

Устройство меднозакисных диодов и вентилей с внешней стороны весьма сходно с устройством селеновых. Меднозакисный (купроксный) элемент представляет собой медную шайбу, диск или пластину, покрытые слоем закиси меди путем термической обработки. При этом между наружным слоем закиси меди и самой медью образуется запорный слой.

Когда медную пластину нагревают для образования слоя закиси меди, то со стороны меди этот слой насыщается атомами меди и в нем образуется преимущественно электронная проводимость (типа *n*); наружная же поверхность слоя закиси меди имеет примесь атомов кислорода и в этой части слоя образуется преимущественно дырочная проводимость (типа *p*). На границе раздела этих двух слоев закиси меди образуется *n-p*-переход, характерный для полупроводниковых диодов.

Таким образом, своеобразным анодом диода является верхний электрод с наружным слоем закиси меди, а катодом является нижний электрод — медная пластина с внутренним слоем закиси меди.

Подобно селеновым меднозакисные элементы также собираются в столбики, образующие необходимое соединение. Сборка таких столбиков осуществляется примерно так же, как и сборка селеновых вентилей.

Современные меднозакисные вентили чаще всего собираются в герметизированные блоки, рассчитанные на выпрямление малых токов (например, для измерительных приборов). Такие блоки собираются из шайб или таблет с наружным диаметром 2—40 *мм*.

Электрические свойства меднозакисных вентилей во многом схожи со свойствами селеновых. С повышением температуры окружающей среды сопротивление вентиля прямому току уменьшается, при понижении температуры — увеличивается и при температуре примерно —30° С вентиль перестает работать. Сопротивление меднозакисного вентиля обратному току падает с повышением температуры окружающей среды. Это ограничивает возможности использования меднозакисных вентилей при температуре окружающей среды выше +50° С.

Допустимые плотности токов и обратные напряжения меднозакисного вентиля весьма сильно зависят от условий работы и конструкции столбика, в который собираются отдельные элементы. Плотность прямого тока может быть выбрана в пределах 50—150 *ма/см*^{2} в зависимости от условий охлаждения. При нормальной нагрузке и хороших условиях охлаждения на каждый элемент можно допускать обратное напряжение 9—12 *в*. При повышенной температуре окружающей среды обратное напряжение снижается до 2—6 *в*.

Вследствие многих отрицательных свойств меднозакисных вентилей (резко выражен процесс старения, усталость, большее влияние окружающей среды и т. п.) они не нашли широкого применения в силовых цепях маломощных выпрямителей.

9. ГЕРМАНИЕВЫЕ И КРЕМНИЕВЫЕ ДИОДЫ И ВЕНТИЛИ

В настоящее время имеется два вида германиевых и кремниевых диодов: точечные и плоскостные. Наиболее часто в выпрямителях используются плоскостные диоды. Однако наряду с плоскостными диодами используются также и точечные; последние находят применение в стабилизаторах напряжения и тока и в измерительной аппаратуре.

Германиевые[1] **точечные диоды** типов ДГ-Ц1—ДГ-Ц17 содержат металлическую контактную иглу и полупровод-

---

[1] Германий представляет собой твердый серебристо-серый металл, отличающийся большой хрупкостью. Его существование было впервые

никовый кристалл. Устройство и вольт-амперная характеристика диодов ДГ-Ц показаны на рис. 14. В этих диодах контакт между металлической иглой и полупроводником сварной.

Выпрямление тока в точечном диоде происходит в запорном слое, образующемся у места контакта кристалла германия с металлической иглой, как это описывалось выше.

Диоды ДГ-Ц, как и другие полупроводниковые диоды, весьма чувствительны к изменению температуры окружаю-

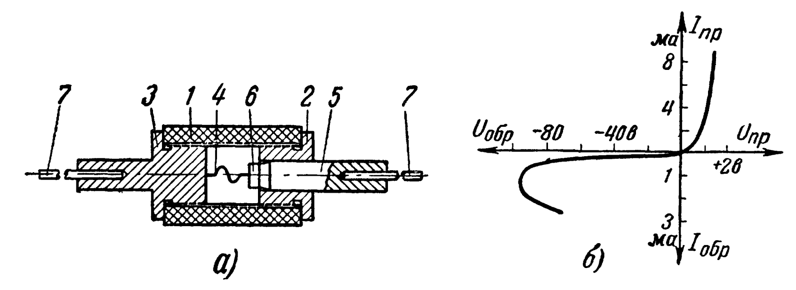


Рис. 14. Точечный германиевый диод типа ДГ-Ц.

а — устройство: *1* — керамическая втулка; *2* и *3* — металлические фланцы; *4* — игла из вольфрамовой проволоки; *5* — кристаллодержатель; *6* — кристалл германия; *7* — проволочные выводы; *б* — вольт-амперная характеристика.

щей среды. При понижении температуры до —50° С прямой ток диода может упасть до 70% значения тока, измеренного при +20° С; при этом обратный ток падает менее заметно. При повышении температуры до +70° С обратный ток увеличивается в 3 раза; повышение прямого тока с температурой менее заметно.

Описываемые диоды имеют выводы от электродов из мягкой проволоки. Припайку выводов к схеме следует производить на расстоянии не менее 10 *мм* от корпуса диода, так как в случае его перегрева может отпаяться германие-

---

предсказано Д. И. Менделеевым в 1871 г., но он был открыт только в 1886 г. Атомный вес германия равен 72,6, удельный вес 5,4. Температура плавления по данным различных источников лежит в пределах 927—968° С. В периодической системе элементов германий находится в IV группе, т. е. в атоме германия имеется четыре валентных электрона на внешней орбите.

В природе германий встречается в распыленном состоянии во многих минералах. При переработке цинковых руд получают в виде побочного продукта двуокись германия (GeO_2), из которой можно получить монокристаллы германия.

вый кристалл. Пайку рекомендуется производить паяльником небольшой мощности и не очень длительное время. Для пайки можно применять оловянно-свинцовый припой ПОС-40.

Диоды ДГ-Ц достаточно хорошо герметизированы и допускают эксплуатацию при относительной влажности воздуха до 98%. В настоящее время точечные германиевые диоды изготавливаются в стеклянных и металло-стеклянных корпусах с обозначениями Д1—Д14, причем в зависимости от электрических параметров каждый тип диода имеет несколько подтипов, например Д2А, Д2Ж, Д9Ж и т. д. Проходная емкость диодов всех типов не превышает 1—2 *пф*, диапазон рабочих температур от —60 до +70° С, наибольший вес 0,8—1,3 *г*.

Точечные германиевые диоды могут применяться для выпрямителей весьма малой мощности (1—2 *вт*). Это ограничение в значительной мере обусловлено малой поверхностью контакта между кристаллом и металлическим электродом. Кроме того, падение напряжения на диоде достаточно велико и протекание большого тока через такой диод привело бы к чрезмерному разогреванию кристалла и его разрушению. Поэтому для выпрямления чаще используют плоскостные диоды, пропускающие большие токи при достаточно высоком выпрямленном напряжении.

Плоскостные германиевые диоды изготавливаются из монокристаллов германия с проводимостью типа *n*. В одну из поверхностей кристалла искусственно вводят примеси, создающие в этой части кристалла проводимость типа *p*. В результате в кристалле германия возникают две резко разграниченные области с проводимостями типов *n* и *p*. Одним из современных способов получения *n*-*p*-перехода в плоскостных диодах является вплавление в поверхностный слой германия небольшого количества индия[1].

Индиевый электрод наносится на поверхность пластинки германия и прогревается до температуры более высокой, чем температура плавления индия. При этом атомы индия диффундируют в твердый германий, образуя *n*-*p*-переход. Атомы индия не должны проникать во всю толщу

[1] Индий — металл серебристо-белого цвета, относится к III группе периодической системы элементов, порядковый номер 49, атомный вес 114,76, удельный вес 7,3, температура плавления 156° С. Палочки металлического индия подобно оловянным хрустят при сгибании.

Индий чрезвычайно распылен и минералы, богатые им, неизвестны. Незначительное количество примесей индия содержится в цинковых рудах.

кристалла германия, ибо тогда во всем кристалле будет проводимость типа *p*. Для получения требуемой глубины проникания индия в кристалл германия разработаны соответствующие технологические приемы.

После проникания индия в кристалл германия к индию припаивается металлический электрод, в результате чего получается часть диода с проводимостью типа *p*. Другая часть кристалла, куда атомы индия не попали, является второй частью диода с проводимостью типа *n*, непосредственно примыкающей к первой части диода.

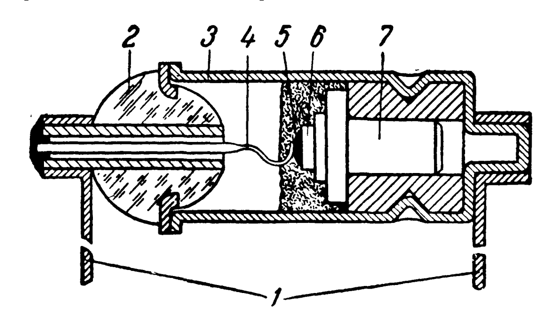


Рис. 15. Устройство плоскостных германиевых диодов типа ДГ-Ц.

Отечественной промышленностью изготовляются германиевые плоскостные диоды типов ДГ-Ц21—ДГ-Ц27, часто называемые силовыми для подчеркивания их основного назначения — служить вентилями при выпрямлении переменного тока. Схематическое устройство этих диодов показано на рис. 15. Конструктивно все диоды этой серии оформлены одинаково. Данные плоскостных диодов типа ДГ-Ц21—ДГ-Ц27 приведены в табл. 9.

Так как междуэлектродная емкость плоскостных диодов довольно велика (около 50 *пф*), их можно использовать в цепях тока с частотой не выше 50 *кгц*.

При эксплуатации плоскостных диодов весьма важное значение имеет температурный режим. Предельные режимы работы плоскостных диодов ДГ-Ц при разных температурах показаны на рис. 16. Из характеристик видно, что при одной и той же температуре окружающей среды допустимое обратное напряжение должно быть снижено по мере увеличения тока нагрузки.

Из характеристик на рис. 16 видно также, что при одном и том же среднем значении выпрямленного тока до-

Таблица 9

Обозначение диода	Электрические данные при температуре 20±5° С						Предельно допустимые эксплуатационные данные	
	Выпрямленный ток, *ма*	Прямой ток		Обратный ток		Пробивное обратное напряжение, *в*	Наибольшая амплитуда обратного напряжения, *в*	Кратковременный ток через диод, *а*
		при напряжении, *в*	не менее, *ма*	при обратном напряжении, *в*	не более, *ма*			
ДГ-Ц21	300	0,5	300	50	0,5	75	50	25
ДГ-Ц22	300	0,5	300	100	0,5	150	100	25
ДГ-Ц23	300	0,5	300	150	0,5	225	150	25
ДГ-Ц24	300	0,5	300	200	0,5	300	200	25
ДГ-Ц25	100	0,3	100	300	0,3	450	300	25
ДГ-Ц26	100	0,3	100	350	0,3	525	350	25
ДГ-Ц27	100	0,3	100	400	0,3	600	400	25

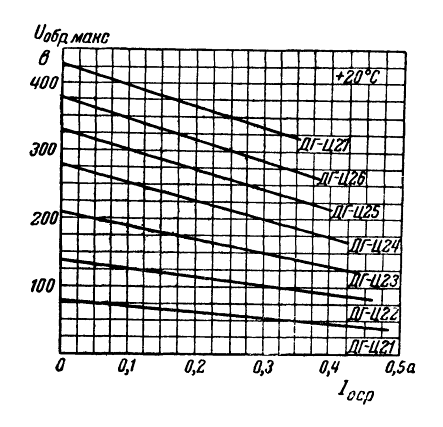
пустимое обратное напряжение снижается с увеличением температуры окружающей среды и диода. Использование диодов при температурах выше +70° С не допускается.

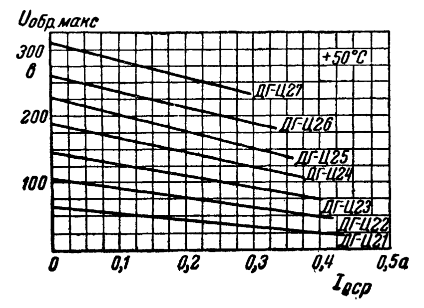
Ряд опытов показал, что улучшение условий охлаждения плоскостных диодов дает возможность резко увеличить ток через них без снижения обратного напряжения. Так, например, применив дополнительные радиаторы, можно увеличить ток по сравнению с допустимым в 3—5 раз.

В условиях низких температур (примерно до —60° С) диоды работают в номинальных режимах. При этом замечается небольшое уменьшение тока через диоды за счет увеличения их сопротивления прямому току.

Гарантированный срок службы плоскостных германиевых диодов составляет 2000 *ч*. Практически при соблюдении нормальных условий их можно эксплуатировать значительно дольше.

Из технологических и эксплуатационных соображений в последние годы выпуск плоскостных диодов типа ДГ-Ц прекращен. Вместо них производятся плоскостные германиевые диоды типов Д7А—Д7Ж и Д302—Д305. Эти диоды конструктивно оформлены в цельнометаллическом сварном корпусе, благодаря чему они обладают повышенной влагостойкостью и прочностью. Электрические данные их приведены в табл. 10.





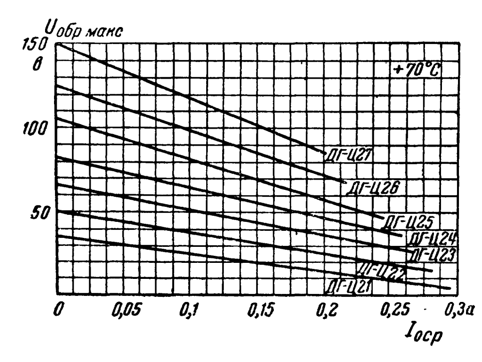


Рис. 16. Предельные режимы работы диодов ДГ-Ц при температурах + 20, + 50 и + 70° С.

Таблица 10

Обозначение диода	Выпрямленный ток, *а*	Амплитуда обратного напряжения (наибольшая), *в*	Обратный ток при наибольшем обратном напряжении, *ма*	Падение напряжения при нормальном прямом токе, *в*	Диаметр теплоотвода, *мм*
Д7А	0,3	50	0,3	0,5	Нет
Д7Б	0,3	100	0,3	0,5	»
Д7В	0,3	150	0,3	0,5	»
Д7Г	0,3	200	0,3	0,5	»
Д7Д	0,3	300	0,3	0,5	»
Д7Е	0,3	350	0,3	0,5	»
Д7Ж	0,3	400	0,3	0,5	»
Д302	1,0	200	1,0	0,25	»
Д303	3,0	150	1,5	0,3	60
Д304	5,0	100	3,0	0,3	80
Д305	10,0	50	3,0	0,3	150

Диоды типов Д7 и Д302—Д305 можно использовать при температурах от —60 до +70° С. Наибольший вес диодов Д302—Д305 составляет 16 *г*.

При последовательном включении нескольких диодов для повышения обратного напряжения следует их подби-

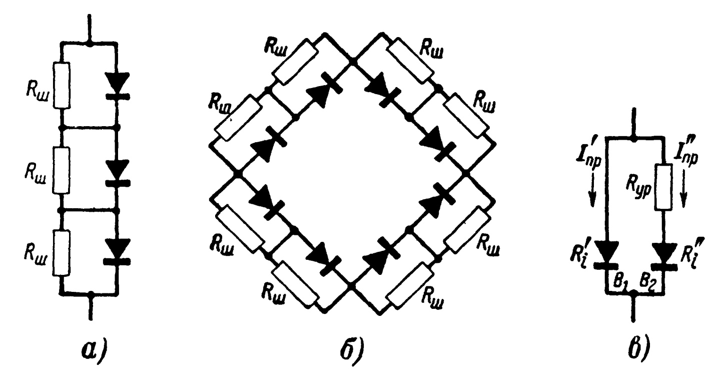


Рис. 17. Схемы последовательного и параллельного включения германиевых плоскостных диодов.

рать по обратному току, который должен быть одинаковым. Практически это почти невозможно. Поэтому параллельно каждому диоду включается сопротивление $R_ш$, как показано на рис. 17,*а*. Благодаря этому приложенное к диодам обратное напряжение будет распределяться равномерно.

Так как величина обратного тока диода меняется в зависимости от температуры окружающей среды, то сопротивление $R_ш$ также должно быть выбрано соответствующей величины с учетом наиболее вероятной рабочей температуры и типа диода. Рекомендуемые значения величин сопротивлений $R_ш$ можно найти на основании неравенства

$$R_ш \leqslant R_{обр},$$

где $R_{обр}$ — сопротивление диода обратному току при допустимом обратном напряжении и данной температуре окружающей среды.

Значения величин сопротивлений $R_ш$ приведены в табл. 11.

Таблица 11

Обозначение диода	Температура окружающей среды, °C			
	+20	+50	+60	+70
	Величина шунтирующего сопротивления $R_ш$, *ком*			
ДГ-Ц21, Д7А	20	5	1,6	1,5
ДГ-Ц22, Д7Б	40	9	3,2	2,4
ДГ-Ц23; Д7В	60	13	4,8	3
ДГ-Ц24, Д7Г	80	17	6,4	3,6
ДГ-Ц25, Д7Д	120	26	12	4,2
ДГ-Ц26, Д7Е	140	32	15	6
ДГ-Ц27, Д7Ж	160	40	18	8

Указанные в табл. 11 данные определены с учетом того, что при повышении температуры на 1° C обратный ток диодов возрастает примерно на 10% при неизменном значении обратного напряжения.

При параллельном включении нескольких диодов (для увеличения выпрямленного тока) необходимо подбирать диоды с одинаковыми вольт-амперными характеристиками по прямому току. Практически для этого включают уравнивающее сопротивление $R_{ур}$. Величина этого сопротивления определяется из соотношения

$$R_{ур} = \frac{I'_{пр} R'_i - I''_{пр} R''_i}{I''_{пр}},$$

где обозначения соответствуют показанным на рис. 17.

Практически выбирают $R_{ур} = 0,1 \div 1,5$ *ом*, причем это сопротивление должно быть рассчитано на рассеивание мощности $P_{раб} = I^2_{пр} R_{ур}$.

Из сказанного следует, что лучше всего стремиться к использованию полупроводниковых диодов без их последовательного и параллельного включения, так как в обоих случаях схемы выпрямителей усложняются и вводятся дополнительные источники потерь энергии. В случае параллельного соединения диодов энергия тратится в сопротивлении $R_{ур}$, а при последовательном соединении — в сопротивлениях $R_{ш}$ за счет увеличения обратного тока в выпрямителе.

Кремниевые[1] **точечные диоды** по своему устройству почти не отличаются от германиевых такого же назначения. В них также осуществляется контакт между металлической пружинящей иглой и кристаллом. Вблизи места контакта образуется *n-p*-переход, обладающий вентильными свойствами. Для создания *n-p*-перехода в кремний обычно добавляются примеси (сурьма, свинец, мышьяк и др). Благодаря высокой температуре плавления и особым полупроводниковым свойствам (широкая запрещенная зона) кремния такие диоды можно использовать в широком диапазоне рабочих температур (от —65 до +250° С).

Кремниевые плоскостные диоды не отличаются по своему устройству и действию от плоскостных германиевых диодов. Необходимый *n-p*-переход создается в них при вплавлении алюминия в кремний с проводимостью типа *n*. Если кремний имеет проводимость типа *p*, то *n-p*-переход создается за счет примесей (сплав олова или свинца с сурьмой или мышьяком).

Отечественной промышленностью производятся плоскостные кремниевые диоды в широком ассортименте. Основные параметры этих диодов приведены в табл. 12.

Диапазон рабочих температур для кремниевых диодов составляет от —60 до +125° С. Для лучшего теплоотвода от диода обычно используется металлическая шайба, кре-

---

[1] Кремний — элемент IV группы периодической системы с порядковым номером 14, имеет атомный вес 28,06, удельный вес 2,4. Температура плавления кристаллического кремния 1 415, а температура кипения 2 360° С. Электрическая проводимость кремния в зависимости от сорта и примесей колеблется в широких пределах.

Кремний является вторым по распространенности элементом в природе. Земная кора содержит 27,6% кремния в виде кварца, песка, солей кремневых и алюмокремневых кислот. Соединения кремния входят в состав цемента, фарфора, стекла и других силикатов.

Достаточно чистый кремний, идущий на изготовление диодов, получается одним из двух способов: из технического кремния путем перекристаллизации или восстановлением цинком четыреххлористого кремния при температуре 950° С.

Таблица 12

Обозначение диода	Допустимая амплитуда обратного напряжения, *в*	Допустимый выпрямленный ток, *а*	Обратный ток при наибольшем обратном напряжении, *ма*	Падение напряжения при наибольшем прямом токе, *в*
Д202	100	0,4	0,5	1,5
Д203	200	0,4	0,5	1,5
Д204	300	0,4	0,5	1,5
Д205	400	0,4	0,5	1,5
Д206	100	0,1	0,1	1,0
Д207	200	0,1	0,1	1,0
Д208	300	0,1	0,1	1,0
Д209	400	0,1	0,1	1,0
Д210	500	0,1	0,1	1,0
Д211	600	0,1	0,1	1,0

пящаяся к шасси выпрямителя. Наибольший вес диодов без теплоотводящей шайбы составляет не более 7,2 и 2 *г* соответственно для диодов Д202—Д205 и Д206—Д211. Первые из них имеют длину 33 и диаметр 18 *мм*, а вторые — длину 17 и диаметр 10 *мм*.

При отсутствии теплоотводящей шайбы температура корпусов диодов Д202—Д205 не должна превышать +135° С. В противном случае должен быть измерен режим их работы или изменены условия охлаждения.

Нормальная рабочая частота выпрямителей с диодами Д202—Д205 не должна превышать 20 *кгц*. При более высокой рабочей частоте сказывается действие собственной емкости диодов и выпрямленное напряжение на нагрузке снижается по сравнению с номинальным.

Таблица 13

Обозначение диода	Допустимый выпрямленный ток, *ма*	Наибольшее падение напряжения при максимальном выпрямленном токе, *в*	Допустимая амплитуда обратного напряжения, *в*	Наибольший обратный ток, *мка*	Размеры, *мм*	Вес, *г*
Д1001	100	6,5	2 000	150	15×25×70	60
Д1001А	100	2×3,5	1 000	150	15×25×70	60
Д1002	300	7,5	2 000	300	15×25×110	100
Д1002А	300	2×4	1 000	300	15×25×110	100
Д1003А	300	2×2	0,5	300	15×25×70	60

Указанные данные относятся к температуре +20° С. Наибольшая допустимая температура корпуса равна +80° С

Вентильные столбики из германиевых диодов, подобранных с однотипными характеристиками, производятся промышленностью и находят применение для выпрямления тока. Эти столбики конструктивно оформлены в металлическом корпусе, залитом эпоксидной смолой. Электрические данные их приведены в табл. 13.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ВЫПРЯМИТЕЛИ И СХЕМЫ ВЫПРЯМЛЕНИЯ

10. КЛАССИФИКАЦИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И СХЕМ ВЫПРЯМЛЕНИЯ

Элементы блок-схемы маломощного выпрямителя, показанные на рис. 1, имеются почти во всех выпрямительных устройствах. Тем не менее эта блок-схема полностью не характеризует выпрямители, которые по роду своей работы могут существенно отличаться друг от друга. В современной технике выпрямления переменного тока могут быть рассмотрены следующие виды выпрямителей: неуправляемые, управляемые, с промежуточным преобразованием переменного тока по частоте, с нагрузкой импульсного характера.

Неуправляемые выпрямители наиболее широко распространены. На выходе таких выпрямителей предполагается включенной нагрузка постоянной величины, напряжение на которой определяется входным напряжением выпрямителя и в процессе работы не регулируется. При необходимости изменить выпрямленное напряжение на нагрузке меняют напряжение на первичной или вторичной обмотке трансформатора.

Управляемые выпрямители позволяют регулировать величину выпрямленного тока, протекающего через нагрузку. Если сопротивление нагрузки остается неизменным, то напряжение на нем регулируется в достаточно широких пределах вне зависимости от величины питающего напряжения на входе выпрямителя. Такие выпрямители широко используются в различных радиотехнических устройствах.

Выпрямители с промежуточным преобразованием частоты используются в тех случаях, когда питание выпрямителя производится от источника постоянного или переменного тока низкой частоты. Во всех этих случаях преобразование осуществляется так, чтобы в конечном результате выпрямлять переменный ток достаточно высокой частоты.

Такие выпрямители изготовляются для преобразователей напряжения постоянного тока, а также для упрощения сглаживающего фильтра.

Выпрямители с импульсной нагрузкой используются в радиолокационных, телевизионных и других устройствах. Типичным примером применения такого выпрямителя является импульсная лампа-фотовспышка. В ней выпрямленный ток заряжает накопительный конденсатор большой емкости в течение нескольких секунд, а разряд этого конденсатора на «вспышку» осуществляется в течение долей секунды.

Неуправляемые выпрямители можно построить по различным схемам выпрямления, которые можно разделить на однотактные, двухтактные и с умножением напряжения.

Выбор той или иной схемы выпрямления часто зависит от особенностей режима эксплуатации выпрямителя и того устройства, которое питается от него (радиоприемника, передатчика или телевизора). Во многих случаях выбор схемы выпрямления определяется необходимостью получить наименьшие размеры выпрямителя, его наибольший к. п. д., наименьшую пульсацию выпрямленного тока в сочетании с наиболее простым фильтром и рядом других соображений.

Как правило, в радиолюбительской практике используются однофазные выпрямители, причем чаще всего применяются сглаживающие фильтры, начинающиеся с конденсатора, что определяет емкостный характер нагрузки выпрямителя. Тем не менее весьма часто используются выпрямители с нагрузкой активного и индуктивного характера.

При расчете выпрямительных схем удобно считать их идеализированными, т. е. пренебрегать потерями во всех элементах схемы (в трансформаторе, вентиле и фильтре), а затем учитывать потери, полагая необходимым получить выпрямленное напряжение на нагрузке несколько большим, чем это требуется для нормальной работы. При этом предполагается, что из-за наличия потерь в элементах выпрямителя происходит некоторое снижение напряжения на нагрузке. При расчете элементов выпрямителя должны быть учтены сделанные предположения в отношении принятой величины падения напряжения в них. Такая методика расчета вполне приемлема при активном и индуктивном характере нагрузки.

При расчете схем выпрямления с емкостной нагрузкой режим работы выпрямителя существенно изменяется в зависимости от емкости конденсатора, включенного в начале сглаживающего фильтра или параллельно сопротивлению нагрузки. Поэтому расчет таких схем целесообразнее проводить с учетом потерь в элементах выпрямителя.

Выпрямление может быть однотактным или двухтактным. В применении к выпрямителям с активной нагрузкой однотактные и двухтактные схемы выпрямления полностью соответствуют названиям однополупериодные и двухполупериодные. В применении же к нагрузке емкостного характера последние названия не соответствуют физическим процессам, так как время протекания тока в таких выпрямителях меньше периода выпрямляемого тока.

11. СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ С АКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

Однотактная однофазная схема выпрямления с активной нагрузкой, а также характерные для нее графики приведены на рис. 18. Ток протекает через вентиль и сопротивление нагрузки $R_н$ только в течение половины периода. Если вольт-амперная характеристика вентиля линейна и сопротивление нагрузки $R_н$ имеет только активный характер,

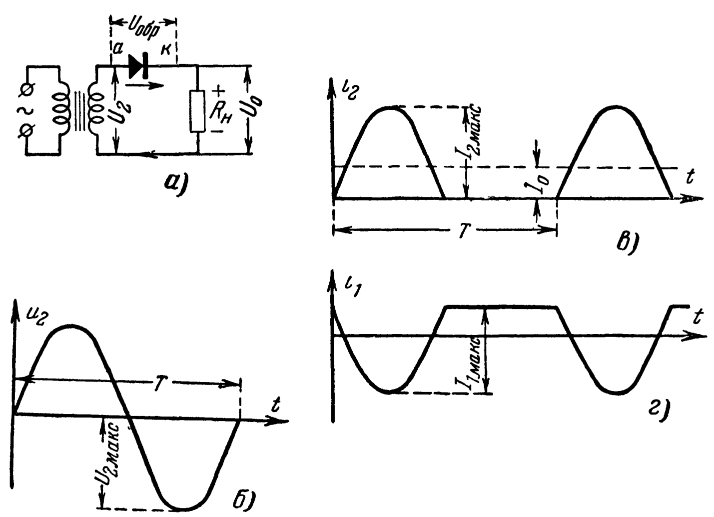


Рис. 18. Однотактная однофазная схема выпрямления с активной нагрузкой.

а — принципиальная схема; *б* — график напряжения; *в* и *г* — графики токов

т. е. когда отсутствует сдвиг по фазе между током и напряжением на нагрузке*, то формы кривых тока в нагрузке и напряжения на зажимах вторичной обмотки трансформатора будут одинаковыми, как показано на рис. 18, *в*.

Форма кривой тока в первичной обмотке трансформатора показана на рис. 18,*г*. Резкое отличие форм кривых тока в первичной и вторичной обмотках трансформатора обусловлено тем, что постоянная составляющая выпрямленного тока не трансформируется из вторичной цепи в первичную цепь трансформатора. Обычно форма кривой тока в первичной обмотке трансформатора несколько отличается от показанной на рис. 18,*г* вследствие тока холостого хода трансформатора, т. е. тока в первичной обмотке трансформатора при выключенном сопротивлении нагрузки $R_н$. При этом ток холостого хода трансформатора определяется потерями в обмотках и сердечнике трансформатора.

Указанное на рис. 18,*а* значение $U_{обр}$ представляет собой обратное напряжение, приложенное к вентилю в то время, когда он не проводит ток, I_0 — постоянная составляющая (среднее значение за период) выпрямленного тока, U_0 — постоянная составляющая выпрямленного напряжения на нагрузке, U_2 — действующее значение напряжения на зажимах вторичной обмотки трансформатора. Все эти величины могут быть определены различными способами на основании рассмотрения графиков на рис. 18. Все ниже приводимые расчетные соотношения получены в применении к синусоидальной форме кривой переменного тока. Если форма кривой переменного тока отличается от показанной на рис. 18,*б*, то в расчетные соотношения должны быть внесены соответствующие поправки.

Из рассмотрения однотактной схемы выпрямления (рис. 18,*а*) могут быть сделаны следующие выводы:

1. Постоянная составляющая выпрямленного напряжения U_0 на нагрузке значительно меньше действующего напряжения на зажимах вторичной обмотки трансформатора ($U_0 = 0{,}45\, U_2$).

2. Постоянная составляющая выпрямленного тока I_0 значительно меньше действующего значения тока во вторичной обмотке трансформатора ($I_0 = U_0/R_н = 0{,}636\, I_2$), что

---

* При наличии сдвига фазы ток и напряжение проходят через свои нулевые значения неодновременно.

Нагрузкой активного характера для выпрямителя являются, например, накальные и анодные цепи ламп.

приводит к недостаточному использованию обмоток трансформатора по току.

3. Выпрямленный ток, протекающий по нагрузке сильно пульсирует, изменяясь от максимального значения до нуля, поэтому выпрямитель, собранный по такой схеме, непригоден для непосредственного питания радиотехнических устройств.

Двухтактные однофазные схемы выпрямления с активной нагрузкой, а также графики их токов и напряжений

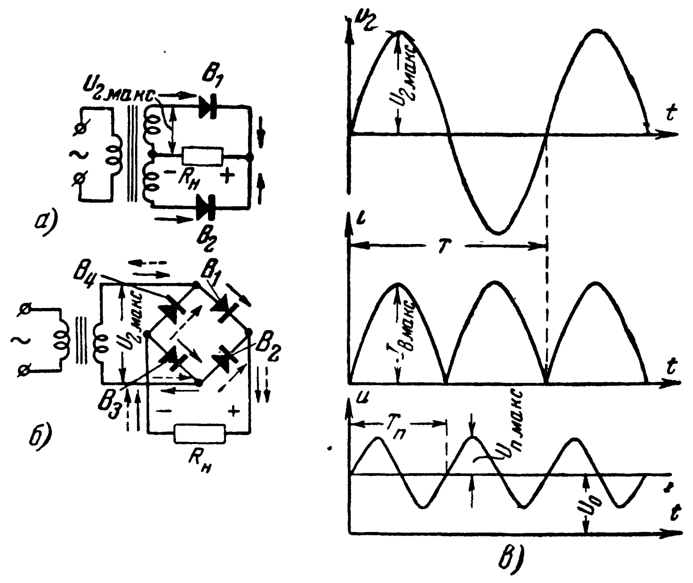


Рис. 19. Двухтактные однофазные схемы выпрямления.
а — схема со средней точкой обмотки трансформатора; *б* — мостовая схема; *в* — графики тока и напряжения.

приведены на рис. 19. Первая из этих схем (рис. 19,*а*) называется двухтактной однофазной схемой со средней точкой обмотки трансформатора. Вторую схему (рис. 19,*б*) называют схемой однофазного моста.

Как видно из графиков на рис. 19,*в*, в двухтатных схемах выпрямляются токи обоих полупериодов. Поэтому такие схемы называют также двухполупериодными.

В схеме на рис. 19,*а* вентили B_1 и B_2 действуют поочередно через каждые полпериода. Ток протекает через тот вентиль, на анод которого в данный момент времени поступает положительный потенциал, а второй вентиль, анод

Таблица 14

Определяемая величина и ее обозначение	Схемы выпрямления		
	Однотактная однофазная	Двухтактные	
		со средней точкой	однофазный мост
Действующее значение напряжения на фазе вторичной обмотки трансформатора U_2	2,22 U_0	1,11 U_0	1,11 U_0
Амплитуда обратного напряжения на вентиле $U_{обр.\ макс}$	3,14 U_0	3,14 U_0	1,57 U_0
Амплитуда переменной составляющей выпрямленного напряжения $U_{п.\ макс}$	1,57 U_0	0,67 U_0	0,67 U_0
Частота пульсации выпрямленного тока $f_п$ (*гц*) при частоте питающего тока 50 *гц*	50	100	100
Действующее значение тока через вентиль $I_в$	1,57 I_0	0,78 I_0	0,78 I_0
Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора I_2	1,57 I_0	0,78 I_0	1,11 I_0
Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора I_1 (без учета тока холостого хода)	1,21 $K_{тр}$ I_0	1,11 $K_{тр}I_0$	1,11 $K_{тр}$ I_0
Коэффициент использования вторичной обмотки трансформатора $K_2 = U_0I_0/U_2I_2m_2$	0,29	0,57	0,81
Коэффициент использования первичной обмотки трансформатора $K_1 = U_0I_0/U_2I_2m_1$	0,39	0,81	0,81
Расчетная мощность трансформатора $P_{тр}$	3,07 P_0	1,48 P_0	1,23 P_0

Примечания:

1. $P_0 = I_0U_0$.

2. m_1 и m_2 — количество фазовых обмоток первичной и вторичной цепей трансформатора.

3. Соотношения токов и напряжений действительны при любой частоте питающего тока.

4. $K_{тр} = \frac{w_2}{w_1}$ — коэффициент трансформации.

которого имеет в этот момент отрицательный потенциал, тока не проводит. В результате через сопротивление нагрузки протекает ток одного направления, как это показано на графике выпрямленного тока (рис. 19,*в*). Пульсация выпрямленного тока и напряжения получается меньшей, чем в однотактной однофазной схеме выпрямления, а частота ее равна удвоенной частоте питающего тока.

В однофазной мостовой схеме на рис. 19,*б* ток протекает в течение одного полупериода через последовательно соединенные вентиль B_1, сопротивление нагрузки $R_н$ и вентиль B_3, а во второй полупериод — через вентиль B_2, сопротивление нагрузки и вентиль B_4. Направление тока в первый полупериод показано сплошной стрелкой, а во второй — пунктирной. Характер изменения тока через нагрузку и пульсации напряжения такие же, как и в схеме со средней точкой обмотки трансформатора.

Так как в двухтактных схемах выпрямления обмотки трансформатора используются лучше, чем в однотактных, это дает возможность уменьшить размеры трансформатора. При выпрямлении относительно больших мощностей предпочтительнее использовать схему однофазного моста, так как в этой схеме обмотка трансформатора используется по току весьма эффективно и конструкция трансформатора получается достаточно простой.

Расчетные соотношения для схем выпрямления с нагрузкой активного характера получаются достаточно простыми. Исходными данными для расчета являются ток через нагрузку I_0, напряжение на нагрузке U_0 с учетом падения выпрямленного напряжения из-за потерь в элементах выпрямителя и частота питающего тока f. По этим данным определяются все остальные величины, характеризующие режим работы выпрямителя и его отдельных элементов. Для упрощения вычислений расчетные соотношения сведены в табл. 14.

12. СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ С ЕМКОСТНОЙ НАГРУЗКОЙ

В маломощных выпрямителях выпрямленный ток сглаживается при помощи фильтров, которые обычно начинаются с емкости. Такие фильтры создают емкостный характер нагрузки для выпрямителя, и его режим работы в значительной мере зависит от значения емкости, включенной на входе фильтра. Емкостный характер нагрузки представляют также аккумуляторы, заряжаемые от выпрямителя. Как будет показано ниже, схемы выпрямления

с умножением выпрямленного напряжения также представляют собой нагрузки емкостного характера.

Однотактная однофазная схема выпрямления с емкостной нагрузкой показана на рис. 20,*а*. Процесс выпрямления переменного тока в этой схеме может быть пояснен следующим образом. При первом включении выпрямителя, когда напряжение на зажимах конденсатора *С* равно нулю, ток через вентиль *В* будет протекать с того момента, как только на его анод будет подан положительный потенциал. При этом конденсатор начнет заряжаться. При отсутствии напряжения на конденсаторе через вентиль пройдет боль-

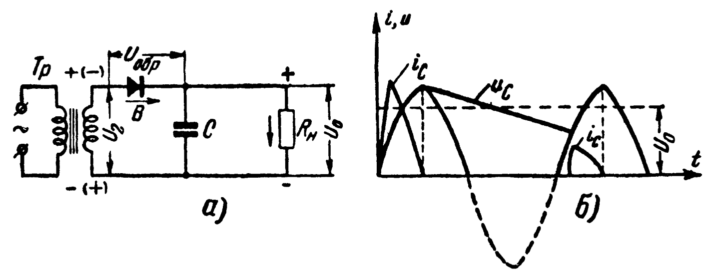


Рис. 20 Однотактная однофазная схема выпрямления с емкостной нагрузкой.

а — принципиальная схема; *б* — графики токов и напряжений.

шой зарядный ток. По мере заряда конденсатора зарядный ток через вентиль будет уменьшаться, а напряжение на конденсаторе нарастать. Когда конденсатор зарядится и напряжение на нем станет равным амплитудному значению напряжения на зажимах вторичной обмотки трансформатора ($\dot{U}_{2макс}$), ток через вентиль и заряд конденсатора прекратится. В течение остальной части полупериода напряжение на зажимах вторичной обмотки трансформатора будет уменьшаться, и к началу второго полупериода анод вентиля окажется под отрицательным потенциалом относительно катода, благодаря чему вентиль будет заперт. В этот момент времени в полупроводниковом вентиле будет протекать обратный ток $I_{обр}$.

При запертом вентиле конденсатор начинает разряжаться на сопротивление нагрузки $R_н$ и напряжение на конденсаторе будет спадать. Если емкость конденсатора *С* и сопротивление нагрузки $R_н$ малы, то конденсатор разрядится быстро и ток через нагрузку прекратится прежде, чем описанный процесс повторится с началом последующе-

го периода. Если же емкость конденсатора и сопротивление нагрузки большие, то разряд конденсатора происходит медленно и к началу следующего положительного полупериода выпрямляемого тока на конденсаторе окажется еще достаточно большое напряжение. В результате анод вентиля окажется еще под отрицательным потенциалом и не будет проводить ток.

Вентиль начнет пропускать ток только после того, как напряжение на зажимах вторичной обмотки трансформатора станет больше напряжения на конденсаторе. В результате ток через вентиль будет протекать в течение времени меньше четверти периода. В этом случае ток через вентиль будет отсекаться и режим работы выпрямителя можно характеризовать нижним углом отсечки тока вентиля θ. Практически выбирают такие значения емкости конденсатора при заданном сопротивлении нагрузки, что постоянная времени разряда конденсатора $\tau_{раз} = CR_н$ намного больше периода T выпрямляемого тока, а постоянная времени заряда конденсатора $\tau_{зар} = CR_в$ намного меньше 0,25 T, где $R_в$ — сопротивление выпрямителя. В результате ток протекает через вентили выпрямителей в течение времени $2\theta = (0{,}1 \div 0{,}2)\, T$.

Все сказанное о процессе выпрямления в схеме на рис. 20,*а* верно в том случае, если емкость конденсатора и сопротивление нагрузки таковы, что

$$R_н > \frac{1}{6{,}28fC}.$$

При этом ток, протекающий через вентиль, почти равен току заряда конденсатора и током через нагрузку можно пренебречь, полагая $I_н \ll I_C$.

Описанный процесс выпрямления в схеме на рис. 20,*а* периодически повторяется и может быть иллюстрирован графиком на рис. 20,*б*, из которого видно, что действие емкости C приводит к повышению постоянной составляющей выпрямленного напряжения U_0 и уменьшению пульсации этого напряжения, причем это действие проявляется тем сильнее, чем больше емкость конденсатора и чем меньше ток нагрузки. Частота пульсации выпрямленного тока равна частоте питающего тока.

При отсутствии сопротивления нагрузки ($R_н = \infty$) заряженный конденсатор не будет разряжаться и максимальное напряжение на нем будет $U_{C макс} = U_{0х.х} = 1{,}41\, U_2 = U_{2макс}$. При этом обратное напряжение на вентиле в мо-

мент отсутствия тока через него будет максимальным и равным сумме напряжений на конденсаторе и зажимах вторичной обмотки трансформатора, т. е. $U_{обр.макс} = U_{2макс} + U_{Cмакс} = 2U_{2макс}$. Большое обратное напряжение является одним из недостатков, свойственных данной схеме выпрямления.

Не менее существенным недостатком рассматриваемой схемы является также и то, что действующее значение тока I_2 в 2,5—3 раза больше тока нагрузки I_0.

Если выпрямитель используется для зарядки аккумуляторов, то процессы в нем происходят аналогично описан-

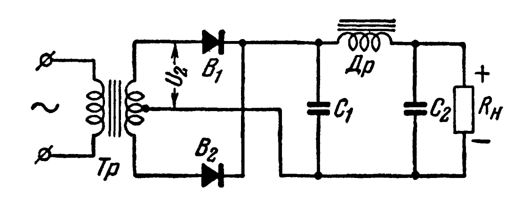


Рис. 21. Двухтактная однофазная схема выпрямления с емкостной нагрузкой.

ным. Ток через вентиль определяется соотношением напряжений вторичной обмотки трансформатора и аккумуляторов. Если надо поддерживать постоянным ток зарядки, то должно быть предусмотрено устройство для регулирования напряжения трансформатора.

Двухтактная однофазная схема выпрямления с емкостной нагрузкой показана на рис. 21,*а*. Здесь емкостный характер нагрузки определяется главным образом емкостью конденсатора C_1. Если индуктивное сопротивление дросселя *Др* и емкостное сопротивление конденсатора C_2 малы, то на режим работы выпрямителя действует емкостная реакция нагрузки, определяемая емкостью C_2.

В этой схеме ранее описанные процессы повторяются с удвоенной частотой. При каждом отпирании одного из вентилей происходит заряд конденсатора, а при запирании вентиля — разряд через сопротивление нагрузки. В результате напряжение на нагрузке пульсирует, изменяясь от $U_{0макс}$ до $U_{0мин}$, причем частота пульсации равна удвоенной частоте тока на входе. Как и в предыдущей схеме, время протекания тока через каждый вентиль меньше $0{,}25\,T$.

Величины пульсаций и постоянной составляющей напряжения на нагрузке зависят от постоянной времени разряда конденсатора C (в данном случае от C_1 и C_2) при постоянной величине $R_н$.

Расчет схем выпрямления с емкостной нагрузкой производится с учетом потерь в отдельных элементах выпря-

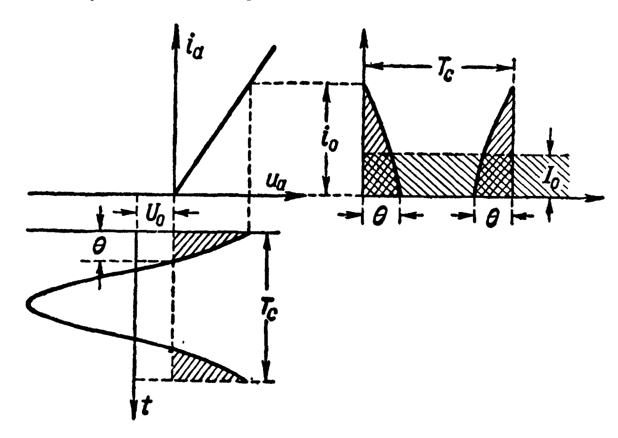


Рис. 22. Диаграмма режима работы выпрямителя с нижним углом отсечки тока вентиля.

мителя. Вывод расчетных соотношений основан на использовании графических построений (рис. 22), из которых видно, что при подаче на вентиль напряжения $u_2 = U_m \cos \omega t$ и наличии на конденсаторе постоянной составляющей напряжения U_0 ток протекает через вентиль с углом нижней отсечки θ. При этом

$$U_0 = U_m \cos \theta.$$

Мгновенное значение тока через вентиль

$$i_0 = \frac{U_m \cos \omega t - U_0}{R_в} = U_m \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{R_в},$$

где $R_в$ — полное сопротивление фазы выпрямителя, *ом.*

Произведя вычисление постоянной составляющей выпрямленного тока, найдем:

$$I_0 = \frac{U_0}{3,14 R_в} (\operatorname{tg} \theta - \theta) = A \frac{U_0 m}{3,14 R_в}.$$

Отсюда

$$A = \frac{3,14 I_0 R_в}{m U_0},$$

где m — число фаз выпрямления.

Вспомогательный коэффициент A является исходной величиной всего последующего расчета, в зависимости от которой определяются все параметры, характеризующие режим работы выпрямителя. При этом может быть рекомендован следующий порядок расчета.

1. На основании заданных величин тока I_0, напряжения на первом конденсаторе фильтра U_0 и выбранных схем выпрямления и вентилей с помощью табл. 15 определяются величины $R_в$ и m.

Как указано в табл. 15, полное сопротивление фазы выпрямления складывается из внутреннего сопротивления вентиля R_i и сопротивления обмоток трансформатора каждой фазы выпрямления. Как определить величину внутреннего сопротивления вентиля R_i указывалось выше. Для определения величины $R_{тр}$ надо знать сопротивление обмоток трансформатора и коэффициент трансформации, так как

$$R_{тр} = R_2 + K_{тр}^2 R_1,$$

или при наличии на трансформаторе других дополнительных обмоток (например, для питания цепей накала ламп и т. п.)

$$R'_{тр} = 0,5 R_{тр} \left(1 + \frac{P_2}{P_{тр}}\right),$$

где R_2 — сопротивление фазы вторичной обмотки трансформатора, *ом*;

R_1 — сопротивление первичной обмотки, *ом*;

$K_{тр}$ — коэффициент трансформации;

P_2 — мощность вторичной обмотки, питающей выпрямитель, *ва*;

$P_{тр}$ — расчетная мощность всего трансформатора (включая мощность всех дополнительных обмоток), *ва*.

Последняя формула применяется в тех случаях, когда мощность всех дополнительных обмоток превышает 50% мощности вторичной обмотки, питающей выпрямитель.

Очевидно, что указанные величины сопротивлений не могут быть определены до того, как будет рассчитан трансформатор. Поэтому приходится определять сопротивле-

Таблица 15

Определяемые величины и обозначения	Схемы выпрямления (однофазные)			
	Однотактная	Двухтактная со средней точкой	Двухтактная мостовая	Двухтактная с удвоением напряжения
Число фаз выпрямления m	1	2	2	1*
Значение коэффициента k (для $f_c = 50$ *гц*)	0,09	0,18	0,15	0,04
Действующее значение напряжения на фазе вторичной обмотки трансформатора U_2	BU_0	BU_0	BU_0	$B\frac{U}{2}$
Амплитудное значение обратного напряжения на вентиле $U_{обр}$	2,85 U_2	2,85 U_2	1,42 U_2	2,85 U_2
Коэффициент трансформации $K_{тр}$	$\frac{U_2}{U_1}$	$\frac{U_2}{U_1}$	$\frac{U_2}{U_1}$	$\frac{U_2}{U_1}$
Максимальный ток через вентиль $I_{макс}$	FI_0	0,5 FI_0	0,5 FI_0	FI_2
Ток вторичной обмотки трансформатора I_2	DI_0	0,5 DI_0	0,71 DI_0	0,41 DI_0
Ток первичной обмотки трансформатора (с учетом тока холостого хода) I_1	$1{,}2\,K_{тр} \times \sqrt{I_2^2 - I_0^2}$	1,7 $K_{тр}I_2$	1,2 $K_{тр}I_2$	1,2 $K_{тр}I_2$
Сопротивление фазы выпрямителя $R_в$	$R_i + R_{тр}$	$R_i + R_{тр}$	$2R_i + R_{тр}$	$R_i + R_{тр}$

* При расчете сглаживающего фильтра типа LC или RC значение m для этой схемы следует принимать равным 2.

ние $R_{тр}$ вначале ориентировочно, а затем уточнять полученную величину при расчете трансформатора. Можно также при расчете трансформатора стремиться выдержать принятую величину $R_{тр}$.

Для приближенного определения величины $R_{тр}$ можно использовать формулу

$$R_{тр} = k \frac{U_0}{I_0 \sqrt[4]{I_0 U_0}},$$

где k — коэффициент, зависящий от схемы выпрямления (см. табл. 15);

U_0 — выпрямленное напряжение, *в*;

I_0 — постоянная составляющая выпрямленного тока, *а*.

Несколько более точная формула для определения величины $R_{тр}$ при любой частоте выпрямляемого тока следующая:

$$R_{тр} \approx K_r \frac{U_0}{I_0 f B} \sqrt[4]{\frac{fB}{U_0 I_0}},$$

где f — частота выпрямляемого тока, *гц*;

B — магнитная индукция в сердечнике трансформатора, *гс*;

K_r — коэффициент, который в зависимости от схемы выпрямления имеет следующие значения; $2{,}3 \cdot 10^3$ — для однотактной однофазной схемы; $4{,}7 \cdot 10^3$ — для двухтактной схемы со средней точкой; $3{,}5 \cdot 10^3$ — для схемы однофазного моста.

Последняя формула учитывает влияние индуктивности рассеяния трансформатора на работу выпрямителя при достаточно большой его мощности.

2. При помощи графиков на рис. 23 определяют расчетные коэффициенты B, D и F. Использование графика для определения коэффициента H будет показано ниже при расчете сглаживающего фильтра.

3. Пользуясь расчетными коэффициентами B, D, F и формулами табл. 15, определяют основные величины, характеризующие режим работы выпрямителя. К ним относятся:

действующее значение напряжения на фазе вторичной обмотки трансформатора U_2;

максимальный ток через вентиль $I_{макс}$;

действующее значение тока вторичной обмотки I_2;

коэффициент трансформации $K_{тр} = U_2/U_1$;

действующее значение тока первичной обмотки (с учетом тока холостого хода) I_1.

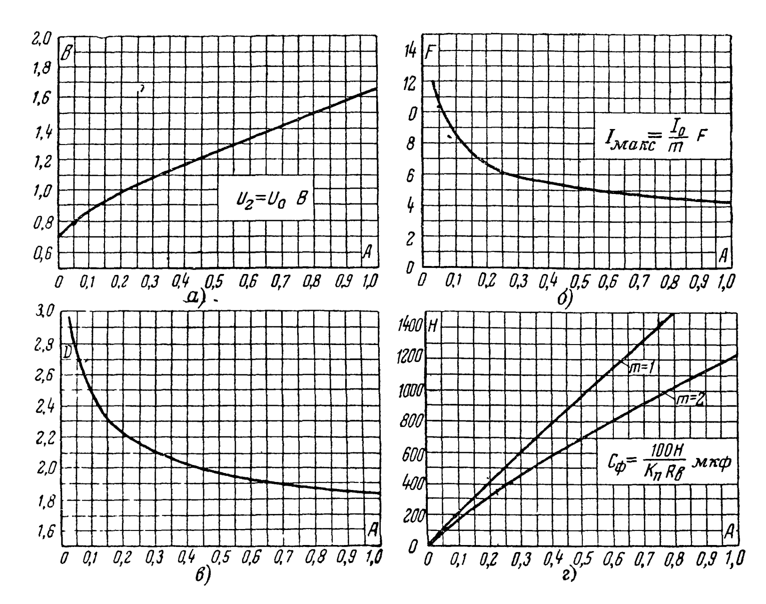


Рис. 23. Графики для определения расчетных коэффициентов *B*, *D*, *F* и *H*.

При отсутствии дополнительных обмоток ток I_1 определяется по формулам табл. 15.

При наличии добавочных обмоток общий ток первичной обмотки рассчитывается по формуле

$$I_{1общ}=I_1+I_3\frac{U_3}{U_1}+I_4\frac{U_4}{U_1}+\ldots,$$

где I_3, I_4, ... и U_3, U_4, ... — токи и напряжения добавочных обмоток.

Обратное напряжение на вентиле $U_{обр}$ определяется как сумма напряжений на конденсаторе и вторичной обмотке трансформатора.

13. СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ С ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

Ранее рассмотренные условия работы выпрямителей на активную нагрузку во многих случаях не являются реальными. Значительно чаще нагрузки содержат составляющие сопротивлений активного, индуктивного и емкостного характера. Только индуктивный характер нагрузки выпрямителя физически немыслим, т. е. невозможно получить достаточно большую индуктивность, не обладающую

активным сопротивлением. Так, например, если нагрузкой выпрямителя является обмотка подмагничивания электродинамического громкоговорителя, то ее нельзя считать нагрузкой только индуктивного характера, так как эта катушка имеет активное сопротивление, даже если не считаться с потерями в магнитном поле громкоговорителя. Такую нагрузку надо рассматривать как комплексное сопротивление, состоящее из последовательно включенных $R_н$ и $L_н$.

Примером нагрузки индуктивного характера может также служить электромагнитное реле. Сопротивление обмотки реле постоянному току соответствует сопротивлению $R_н$, а сопротивление этой обмотки переменному току — индуктивному $6{,}28 fL_н$. Соотношение величин активного и индуктивного сопротивлений нагрузки зависит от особенностей самой нагрузки. Как правило, можно считать, что активное сопротивление $R_н$ больше индуктивного $6{,}28 fL_н$ в маломощных устройствах и, наоборот, меньше индуктивного в мощных устройствах.

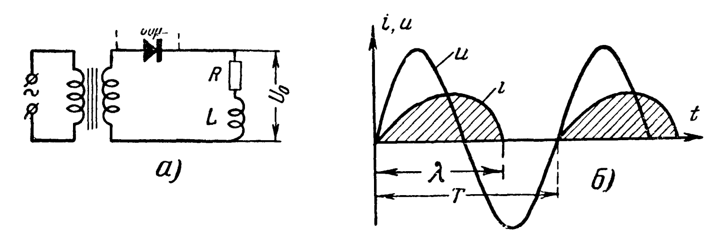


Рис. 24. Однотактная однофазная схема выпрямления с нагрузкой индуктивного характера.

а — принципиальная схема; *б* — графики тока и напряжения.

Однотактная однофазная схема выпрямления с индуктивной нагрузкой приведена на рис. 24,*а*. В этой схеме вентиль можно рассматривать как устройство, включающее в каждый положительный полупериод выпрямляемого тока цепь, содержащую сопротивление $R_н$ и индуктивность $L_н$. При включении этой цепи и нарастании тока магнитный поток в индуктивности возрастает и вследствие эффекта самоиндукции вызывает противодействие нарастанию тока, так как э. д. с. самоиндукции направлена навстречу приложенному напряжению.

Начиная с того момента, когда ток в цепи начнет уменьшаться под воздействием уменьшающегося приложен-

ного напряжения, полярность э. д. с. самоиндукции изменится на обратную и будет тормозить уменьшение тока. В результате ток через вентиль будет протекать в течение времени, несколько большего, чем $0,5T$, как это имеет место при активном характере нагрузки. Изменение тока в цепи показано на рис. 24,*б*.

Одновременно с изменением длительности протекания тока через вентиль наблюдается уменьшение амплитуды тока по сравнению с ее величиной при активной нагрузке и том же напряжении U_2. В результате уменьшается и постоянная составляющая выпрямленного тока, создающего падение напряжения на сопротивлении $R_н$. Расчетом можно показать, что постоянная составляющая напряжения на нагрузке

$$U_0 = 0,16U_m(1 - \cos\lambda),$$

где λ обозначена на рис. 24,*б*.

Одновременно с уменьшением постоянной составляющей выпрямленного напряжения происходит уменьшение и переменной составляющей. Казалось бы, что в этой схеме должна быть уменьшена пульсация напряжения на нагрузке. На самом же деле этого не происходит, потому что уменьшение постоянной составляющей напряжения происходит более заметно, чем уменьшение переменной составляющей.

В результате схема на рис. 24,*а* оказывается в большинстве практических случаев непригодной для использования. Для практического применения этой схемы приходится изменять ее, включая параллельно сопротивлению $R_н$ конденсатор, т. е. создавая сглаживающий фильтр. Однако такое видоизменение схемы невозможно, так как сопротивление $R_н$ и индуктивность $L_н$ неразделимы.

14. СХЕМЫ ВЫПРЯМЛЕНИЯ С УМНОЖЕНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ

Для повышения выпрямленного напряжения на нагрузке при заданном напряжении на вторичной обмотке трансформатора или при отсутствии силового трансформатора обычно применяют схемы выпрямления с умножением напряжения. Эти схемы представляют собою сочетание однотактного или двухтактного выпрямителя, работающего на емкостную нагрузку, причем последующее умножение выпрямленного напряжения связано также с зарядом определенного числа конденсаторов, которые по отношению

к нагрузке включены последовательно друг с другом. Принципиально возможно получить любую кратность умножения выпрямленного напряжения, а практически ограничиваются умножением напряжения в 2—4 раза.

Все схемы выпрямления с умножением напряжения могут питаться от сети однофазного или трехфазного тока. Практически же такие схемы выпрямления рассчитаны на питание от сети однофазного тока. Такие выпрямители могут быть построены на малые токи нагрузки, ибо в противном случае емкости конденсаторов должны быть очень большими

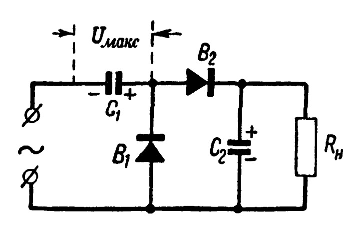


Рис. 25. Однотактная однофазная схема удвоения напряжения без трансформатора.

Однотактная однофазная схема выпрямления с удвоением напряжения приведена на рис. 25. Действует такая схема следующим образом. В течение некоторой части положительного полупериода переменного напряжения конденсатор C_1 заряжается через вентиль B_1 до напряжения $U_{макс}$. Во второй полупериод, когда вентиль B_1 не проводит ток, создается цепь, включающая вентиль B_2 и конденсаторы C_1 и C_2, причем в этой цепи будут действовать последовательно соединенные напряжения сети и конденсатора C_1. В результате конденсатор C_2 зарядится до напряжения $2U_{макс}$. В процессе заряда конденсатора C_2 произойдет разряд конденсатора C_1, а вентиль B_1 отопрется. Затем процесс повторяется. При этом напряжение на нагрузке будет пульсировать, изменяясь от $U_{0макс}$ до $U_{0мин}$ с частотой питающего тока.

Величина пульсации напряжения на нагрузке будет зависеть от емкости конденсаторов C_1 и C_2, а также от сопротивления нагрузки $R_н$. При большом токе нагрузки конденсаторы должны иметь большую емкость, так как иначе они очень быстро разрядятся и пульсация напряжения на нагрузке станет чрезмерной. Этим объясняется, что такие схемы выпрямления применяются главным образом при малом токе нагрузки для получения высоких выпрямленных напряжений.

Однотактная однофазная схема выпрямления с утроением напряжения показана на рис. 26,*а*.

Когда на аноде вентиля B_1 имеется положительный потенциал относительно катода, происходит заряд конденса-

тора C_1 до напряжения $U_{\text{макс}}$. Во второй полупериод переменного напряжения, когда полярность напряжения изменится, создается цепь, включающая конденсаторы C_1, C_2 и вентиль B_2, причем к конденсатору C_2 будет подведено напряжение, равное сумме напряжений сети и конденсатора C_1. В результате конденсатор C_2 окажется заряженным через вентиль B_2 до напряжения $2U_{\text{макс}}$. В последующий положительный полупериод, когда возобновится заряд конденсатора C_1, вентиль B_2 будет заперт, а вентиль B_3 отопрется и даст возможность конденсатору C_3 зарядиться

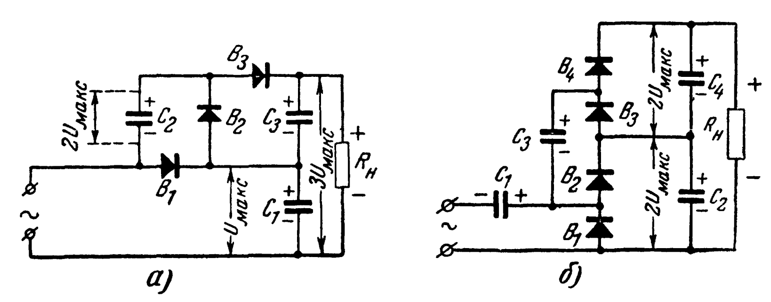


Рис. 26. Однотактные схемы выпрямления с умножением напряжения *а* — схема утроения напряжения; *б* — схема учетверения напряжения.

от конденсатора C_2 до напряжения $2\,U_{\text{макс}}$. При этом цепь заряда конденсатора C_3 включает в себя также и заряжающийся в это время через вентиль B_1 конденсатор C_1. В результате окажутся заряженными конденсаторы C_1 и C_3, которые при последовательном соединении обеспечивают на нагрузке напряжение, приблизительно равное $3\,U_{\text{макс}}$.

Приведенные рассуждения верны только при правильном выборе емкостей конденсаторов C_1, C_2 и C_3. Все ранее указанные соображения о пульсации выпрямленного напряжения остаются верными и здесь, причем частота пульсации, как и во всех однотактных схемах, равна частоте сети.

Однотактная однофазная схема выпрямления с учетверением напряжения показана на рис. 26,*б*. Процессы, происходящие в схеме на рис. 26,*б*, аналогичны процессам в схеме на рис. 26,*а*. Очевидно, что часть схемы, включающая в себя конденсаторы C_1 и C_2 и вентили B_1 и B_2, подобна схеме удвоения напряжения. В результате действия этой части схемы на конденсаторе C_2 появится напряже-

ние 2 $U_{макс}$. Конденсатор C_2, разряжаясь через вентили B_3 и B_1 (за время, в течение которого анод вентиля B_1 находится под положительным потенциалом), зарядит конденсатор C_3 до напряжения 2 $U_{макс}$. При этом вентиль B_4 заперт (когда вентиль B_3 проводит ток, анод вентиля B_4 находится под отрицательным потенциалом). В следующий полупериод переменного напряжения, когда вентиль B_3 запирается, конденсатор C_3, разряжаясь через вентиль B_4 и проводящий вентиль B_2, зарядит конденсатор C_4 до напряжения 2 $U_{макс}$. В результате сопротивление нагрузки $R_н$, подключенное к последовательно соединенным конденсаторам C_2 и C_4, будет находиться под суммарным напряжением, приблизительно равным 4 $U_{макс}$.

Из приведенных описаний работы схем выпрямителей с умножением напряжения видно, что выпрямленное напряжение на нагрузке достигает заданного значения не сразу после включения выпрямителя в сеть переменного тока, а после некоторого числа полупериодов, число которых кратно умножению напряжения (в схеме утроения — после трех полупериодов, в схеме учетверения — после четырех и т. д.).

В схемах умножения вентили должны быть рассчитаны на высокие обратные напряжения, а конденсаторы — на соответствующие зарядные и разрядные токи.

Как правило, схемы умножения напряжения целесообразно использовать в сочетании с полупроводниковыми вентилями, так как при других типах вентилей (например, кенотронах) схема резко усложняется из-за накальных цепей.

Двухтактная однофазная схема выпрямления с удвоением напряжения приведена на рис. 27,*а*. Эту схему можно представить как две однофазные однотактные схемы, соединенные последовательно по постоянному току. Каждая однотактная схема работает с емкостной нагрузкой и создает на одном из конденсаторов (C_1 или C_2) напряжение 0,5 U_0, а нагрузка $R_н$ присоединена параллельно конденсаторам C_1 и C_2, соединенным между собой последовательно. В течение одного полупериода ток протекает через вентиль B_1 и заряжает конденсатор C_1. Во время другого полупериода ток зарядит конденсатор C_2, пройдя через вентиль B_2. В момент отсутствия тока через вентили происходит разряд конденсаторов через нагрузку $R_н$. Все ранее сказанное о схемах выпрямления с емкостной нагрузкой действительно и для схемы на рис. 27,*а*.

При $R_н = \infty$ конденсаторы заряжаются до максимального напряжения, равного амплитудному значению напряжения питающей сети; напряжение на зажимах последовательно соединенных конденсаторов C_1 и C_2 при этом будет:

$$U_{0\,макс} = 2U_{2\,макс} = 2\sqrt{2}\,U_2,$$

где U_2 — действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Сравнивая схему удвоения напряжения (рис. 27,*а*) со схемой однофазного моста (рис. 26,*б*), можно видеть их сходство в том, что в той и другой схемах выпрямляются

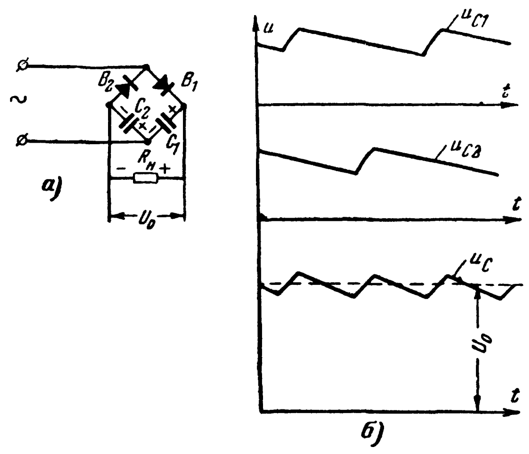


Рис. 27. Двухтактная однофазная схема выпрямления с удвоением напряжения.
а — принципиальная схема; *б* — графики напряжений.

токи обеих полуволн. Отсюда следует, что частота пульсации напряжения на нагрузке в этих схемах будет в 2 раза больше частоты тока в сети. Это также видно из графиков на рис. 27,*б*.

Расчет схем выпрямления с умножением напряжения похож на описанный выше расчет выпрямителей с нагрузкой емкостного характера, ибо действие этих схем почти одинаковое. Как и в том случае, исходным расчетным коэффициентом является величина A, а все остальные расчетные коэффициенты определяются как зависимые от этого коэффициента. При определении коэффициента A следует подставлять величину выпрямленного напряжения, приходящегося на один конденсатор, т. е. $0{,}5\,U_0$ и $m=1$.

Затем по найденному коэффициенту A с помощью графиков на рис. 23 находят коэффициенты B, D, F и H, а по данным табл. 15 определяют основные параметры режима работы выпрямителя (U_2, I_2, $I_{макс}$ и др.).

Расчет однотактных схем выпрямления с умножением напряжения может быть выполнен на основании следующих формул:

$$U_2=\frac{BU_0}{K};\ I_2=0{,}7KI_0D;\ U_{обр}=\frac{2{,}85BU_0}{K},\ I_{в.макс}=FI_0.$$

Однако для расчета большинства практических схем выпрямителей можно воспользоваться следующими приближенными формулами:

1. Действующее значение напряжения электросети

$$U_2\approx\frac{U_0}{K},$$

где K — кратность умножения напряжения (2, 3, 4 и т. д.) или так называемое число каскадов умножения.

2. Действующее значение тока, потребляемого от электросети,

$$I_2\approx 1{,}55KI_0.$$

3. Максимальное значение тока вентиля

$$I_{в.макс}\approx 6{,}5I_0.$$

4. Амплитуда обратного напряжения на вентиле каждого каскада усиления

$$U_{обр.\ макс}\approx 2{,}85U_2.$$

5. Емкость (в микрофарадах) конденсатора каждого каскада при коэффициенте пульсации $K_п=6\%$

$$C\geqslant\frac{2KI_0}{fU_0}(K+2)\,10^6,$$

где f — частота выпрямляемого тока, *гц*;
I_0 — ток нагрузки, *а*;
U_0 — выпрямленное напряжение, *в*.

При этом конденсаторы, кроме первого, должны быть рассчитаны на рабочее напряжение $U_{раб}=2\,U_0/K$, а рабочее напряжение первого конденсатора может быть в 2 раза меньшим.

При увеличении или уменьшении емкости конденсаторов коэффициент пульсации становится меньшим или боль-

шим 6%. Однако надо помнить, что изменение емкости конденсаторов приводит и к изменению режима работы выпрямителя.

В приведенных формулах для расчета однотактных выпрямителей принято:

$$A=0{,}2;\ B=1;\ D=2{,}2;\ F=6{,}5;\ H=400.$$

15. ВЫПРЯМИТЕЛИ С ПРОМЕЖУТОЧНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ТОКА ПО ЧАСТОТЕ

Выпрямители с промежуточным преобразованием тока по частоте могут быть построены по блок-схемам, показанным на рис. 28. Различие между схемами *а* и *б* на этом рисунке заключается в том, что в последней входное напряжение $U_{вх}$ предварительно выпрямляется обычными способами для получения напряжения постоянного то-

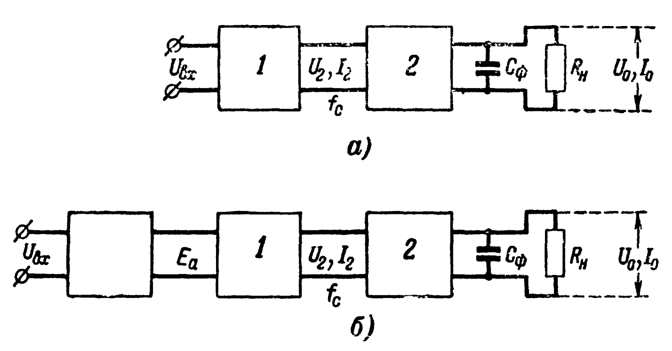


Рис. 28. Блок-схемы устройств с промежуточным преобразованием тока по частоте.

а — при питании от источника постоянного тока; *б* — при питании от источника переменного тока

ка E_a, необходимого для питания анодных цепей промежуточного преобразователя *1*, в случае, когда $U_{вх}$ достаточно для питания цепей промежуточного преобразователя. В случае, когда $U_{вх}$ представляет собой низкое напряжение постоянного тока (1,2—24 *в*), в промежуточном преобразователе *1* используются транзисторы.

Промежуточное преобразование тока по частоте осуществляется с помощью схем генераторов синусоидального напряжения низкой и высокой частоты, блокинг-генераторов, индуктивных накопителей энергии и некоторыми другими схемами преобразователя. На выходе преобразовате-

Таблица 16

Исходные данные для выбора схем			Блок-схема преобразователя	Схема выпрямителя	Основной вид схемы преобразователя тока по частоте	Форма кривой напряжения U_2
U_0, *в*	I_0, *ма*	$U_{вх}$, *в*				
До 240	До 40	До 240 (постоянный)	рис. 28, *а*	Однофазный мост	Двухтактный генератор звуковой частоты	Синусоидальная
До 1 500	До 2	До 210 (постоянный)	То же	Однотактная с умножением напряжения	Однотактный генератор с зарядной индуктивностью	Трапецеидальная
До 500	До 10	До 240 (постоянный)	» »	Двухтактная с удвоением напряжения	Двухтактный генератор с зарядной индуктивностью	То же
До 10 000	До 10	127—220 (переменный)	рис. 28, *б*	Двухтактная с удвоением напряжения	Двухтактный генератор синусоидального напряжения высокой частоты	Синусоидальная

лей обычно имеется трансформатор, рассчитанный на обеспечение тока I_2 при напряжении U_2. Форма кривой напряжения на зажимах выходного трансформатора зависит от вида преобразователя. Частота гока, генерируемого в преобразователе, выбирается от 300 *гц* до 100 *кгц*.

Выбор схемы выпрямителя и сглаживающего фильтра определяется характером нагрузки и формой кривой выпрямляемого тока, которая в свою очередь определяется видом промежуточного преобразователя тока по частоте. Можно условно рекомендовать выбор схем выпрямления на основании данных в табл. 16.

Выбор схем выпрямления полностью не может быть ограничен рекомендуемым на основании данных табл. 16. Однако из нее видно, что такие выпрямители принципиально не отличаются от описанных выше. Тем не менее при расчете должно быть учтено следующее: 1) частота выпрямляемого тока почти не влияет на точность расчета; 2) если форма кривых выпрямляемого тока не отличается от синусоидальной, то эти расчетные соотношения действительны (в противном случае должны быть внесены соответствующие поправки).

Практически необходимы поправки в расчетные соотношения, когда форма кривой выпрямляемого тока почти прямоугольная. Тогда действующее значение тока равно амплитудному. Если же, как это чаще всего бывает, форма кривой тока близка к трапецеидальной или треугольной, то с достаточной точностью можно пользоваться ранее приведенными расчетными соотношениями.

16. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Как было показано в табл. 1 (стр. 6), при питании радиотехнических устройств допускается весьма малая пульсация выпрямленного тока. Между тем после выпрямления на нагрузке получается ток с пульсацией, превышающей допустимую во много раз. На нагрузке создается падение напряжения, состоящее из постоянной составляющей выпрямленного напряжения U_0, переменных составляющих напряжения $U_п$ с частотой пульсации $m\omega_п$ и кратными основной частоте.

В некоторых частных случаях могут отсутствовать те или иные переменные составляющие напряжения. Например, при двухполупериодном выпрямлении отсутствуют нечетные составляющие. Амплитуда переменной составляющей основной частоты больше амплитуд остальных составляющих в несколько раз. Например,

$K_{п2}=I_2/I_0=0{,}67$; $K_{п4}=I_4/I_0=0{,}13$ и $K_{п6}=I_6/I_0=0{,}057$.

Поэтому в первую очередь стараются отфильтровать переменную составляющую самой низкой частоты.

Для уменьшения пульсации выпрямленного тока применяются сглаживающие фильтры, которые могут быть разделены на LC, RC и электронные фильтры. Схемы наиболее употребительных RC и LC фильтров приведены на рис. 29.

Сглаживающее действие конденсатора $C_ф$ в схеме на рис. 29,*а* может быть объяснено следующим образом. Переменная составляющая выпрямленного тока протекает по параллельно включенным конденсатору $C_ф$ и сопротивлению нагрузки $R_н$. Если емкость конденсатора $C_ф$ велика, то его сопротивление для переменной составляющей будет мало и большая часть ее пройдет через конденсатор, а значительно меньшая часть — через сопротивление нагрузки.

При этом токи будут распределяться в соответствии с соотношением

$$\frac{I_C}{I_R}=\frac{R_н}{R_C},$$

где

$$R_C = \frac{10^6}{2\pi f_c m C_ф},$$

f_c — частота сети, *гц*;

$C_ф$ — емкость конденсатора, *мкф*,

m — число фаз выпрямления.

Так как при изменении емкости конденсатора $C_ф$ меняются режим работы выпрямителя и коэффициент пульсации

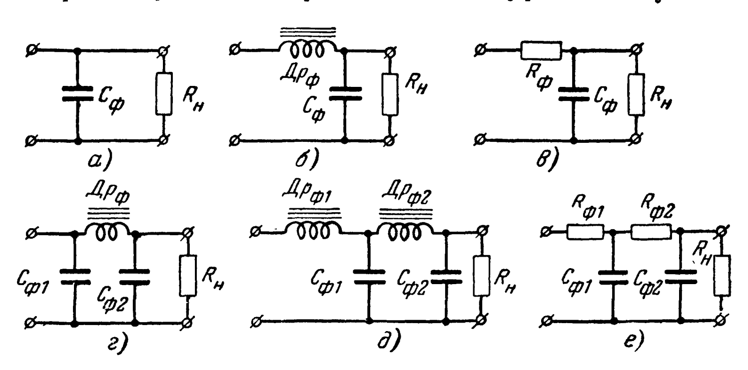


Рис. 29. Схемы сглаживающих фильтров.

а — блокирующая емкость; *б* — однозвенный Г-образный; *в* — однозвенный Г-образный с фильтрующим сопротивлением; *г* — однозвенный П-образный; *д* — двухзвенный Г-образный; *е* — двухзвенный Г-образный с фильтрующими сопротивлениями; $C_ф$, $C_{ф1}$, $C_{ф2}$ — конденсаторы; $Др_ф$, $Др_{ф1}$, $Др_{ф2}$ — дроссели; $R_ф$, $R_{ф1}$, $R_{ф2}$ — активные сопротивления; $R_н$ — сопротивление нагрузки.

на его выходе, то конденсатор $C_ф$ обычно рассчитывается, совместно с выпрямителем. Его расчет сводится к следующему:

1. Определяется вспомогательный коэффициент

$$A = \frac{3{,}14 I_0 R_в}{m U_0}.$$

2. Пользуясь графиком на рис. 23,*г*, действительным для $f_c = 50$ *гц*, определяют расчетный коэффициент H в зависимости от A и m и находят необходимую емкость конденсатора $C_ф$ (в микрофарадах), включенного на выходе выпрямителя, в зависимости от заданного или выбранного значения коэффициента пульсации $K_п$ (в процентах) по формуле

$$C_ф = \frac{H \cdot 100}{K_п R_в}.$$

Значение коэффициента пульсации выпрямленного напряжения на входе фильтра, начинающегося с емкости, обычно выбирают в пределах 5—15%.

Для двухтактной схемы удвоения напряжения (рис. 27,*а*) приведенная формула дает необходимую величину емкости каждого плеча. Коэффициент H для этой схемы следует определять по графику на рис. 23,*г* для $m=1$.

При изменении емкости конденсатора $C_ф$ будет изменяться и коэффициент пульсации (с увеличением емкости пульсация уменьшается).

Сглаживающий фильтр, показанный на рис. 29,*б*, называется Г-образным LC фильтром. Действие этого фильтра сводится к следующему. Переменная составляющая выпрямленного тока должна преодолеть индуктивное сопротивление дросселя, включенное последовательно с сопротивлением нагрузки. Этим самым вызывается уменьшение амплитуды переменной составляющей. Далее переменная составляющая замыкается в основном через конденсатор фильтра, так как сопротивление конденсатора значительно меньше сопротивления нагрузки. В результате такой фильтр оказывает сглаживающее действие, причем коэффициент сглаживания определяется соотношением

$$K_с = \frac{K_{п1}}{K_п} = m^2\omega_с^2 LC_ф ,$$

где $\omega_с = 2\pi f_с$, а $f_с$ — частота сети, *гц*;

m — число фаз выпрямления;

L — индуктивность дросселя $Др_ф$, *гн*;

$C_ф$ — емкость конденсатора, *ф*;

$K_{п1}$ — коэффициент пульсации напряжения на входе фильтра;

$K_п$ — коэффициент пульсации напряжения на выходе фильтра (на нагрузке);

При частоте сети $f_с = 50$ *гц* и $C_ф$ в микрофарадах можно пользоваться расчетной формулой в следующем виде:

$$LC_ф = \frac{10K_с}{m^2} .$$

Произвольно выбирать величину индуктивности и емкости нельзя. Может оказаться, что фильтр будет не ослаблять, а усиливать имеющуюся пульсацию, если ее частота и собственная частота фильтра окажутся приблизительно

одинаковыми. Во избежание этого необходимо выбрать элементы фильтра так, чтобы

$$2\omega_0 \leqslant m\omega_c,$$

где $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_ф}}$ — собственная частота фильтра.

В применении к частоте сети $f_c = 50$ *гц* можно приближенно считать, что емкость фильтра (в микрофарадах) должна быть:

$$C_ф \geqslant \frac{40}{m^2 L}.$$

Особенностью LC фильтра является сравнительно малое падение напряжения:

$$\Delta U_ф = I_0 R_{др},$$

где $R_{др}$ — активное сопротивление обмотки дросселя.

Это дает возможность применять такие фильтры в устройствах с относительно большим током нагрузки. Существенным недостатком их являются большой вес дросселя и возникающие при его работе магнитные поля рассеяния, создающие помехи работе высокочувствительным приемным устройствам. Эти недостатки устраняются в простейшем случае в Г-образном RC фильтре, показанном на рис. 29,*в*. Здесь вместо дросселя включено сопротивление $R_ф$.

Коэффициент сглаживания RC фильтра можно определить из соотношения

$$K_c = m\omega_c R_ф C_ф,$$

где $C_ф$ — емкость конденсатора, *ф*.

Чаще приходится определять величину произведения $R_ф C_ф$ по заданному коэффициенту сглаживания. При частоте сети $f_c = 50$ *гц* и емкости $C_ф$ в микрофарадах

$$R_ф C_ф = \frac{3\,000 K_c}{m}.$$

Существенным недостатком RC фильтра является то, что одновременно с фильтрацией происходит заметное уменьшение напряжения на выходе фильтра. Падение напряжения на сопротивлении $R_ф$ будет:

$$\Delta U_ф = I_0 R_ф.$$

Этим объясняется, что RC фильтры пригодны только в том случае, если ток нагрузки мал.

Приведенный на рис. 29,*г* П-образный фильтр представляет собой сочетание выходной емкости выпрямителя и Г-образного фильтра. Сглаживающее действие двухзвенных Г-образных LC (рис. 29,*д*) и RC (рис. 29,*е*) фильтров равно приблизительно произведению сглаживающих действий каждого из них:

$$K_{с} = K_{с1} K_{с2}.$$

При выборе элементов двухзвенных сглаживающих фильтров следует исходить примерно из одинаковых коэффициентов сглаживания каждого звена. Отсюда же следует, что лучше всего выбирать одинаковые емкости и индуктивности. То же самое можно сказать о двухзвенных RC фильтрах. Как правило, не рекомендуется применять фильтры, состоящие более чем из двух звеньев.

Кроме сглаживающих фильтров, показанных на рис. 29, возможно также применение резонансных сглаживающих фильтров, простейшим из которых является так называемый фильтр-пробка. В таком фильтре параллельно дросселю включается небольшая емкость. Дроссель фильтра с параллельно включенной емкостью образует контур с очень большим сопротивлением для резонансной частоты этого контура, которая выбирается равной частоте пульсации.

Пример расчета П-образного сглаживающего фильтра. Пусть задано рассчитать П-образный фильтр к выпрямителю с напряжением на нагрузке $U_0 = 400$ *в* и током нагрузки $I_0 = 200$ *ма*.

На основании расчета выпрямителя получены (в данном случае заданы) следующие величины:

полное сопротивление фазы выпрямителя $R_в = 300$ *ом*;

падение напряжения на дросселе фильтра (определяется по графику на рис. 30) составляет для данной мощности выпрямителя (80 *вт*) около 8%, или $\Delta U_ф = \frac{8 \cdot 400}{100} = 32$ *в*.

Расчет фильтра производится в следующем порядке.

1. Определяем вспомогательный коэффициент:

$$A = \frac{3{,}14 I_0 R_в}{m U_0'} = \frac{3{,}14 \cdot 0{,}2 \cdot 300}{2\,(400 + 32)} = 0{,}218.$$

2. Пользуясь графиком на рис. 23,*г*, находим по кривой для $m = 2$ значение $H = 375$.

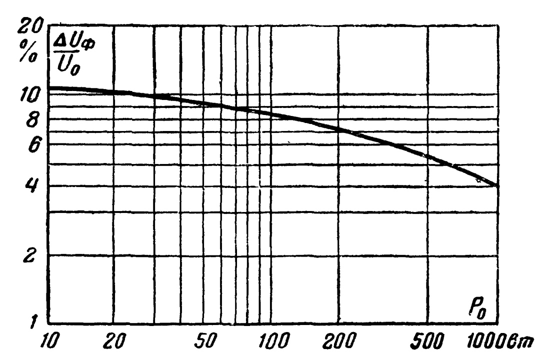


Рис. 30. График для определения относительного падения напряжения в LC фильтре в зависимости от мощности выпрямленного тока.

3. Выберем емкость первого конденсатора фильтра $C_{ф1} = 10$ *мкф* и определим коэффициент пульсации на входе фильтра:

$$K_{п1} = \frac{H \cdot 100}{C_{ф1} R_в} = \frac{375 \cdot 100}{10 \cdot 300} = 12{,}5\%.$$

4. Согласно назначению выпрямителя по данным табл. 1 выбираем коэффициент пульсации напряжения на нагрузке $K_п = 0{,}1\%$ и определяем необходимый коэффициент сглаживания Г-образной части фильтра:

$$K_с = \frac{K_{п1}}{K_п} = \frac{12{,}5}{0{,}1} = 125.$$

5. Определяем произведение $LC_{ф2}$ по рассчитанному коэффициенту сглаживания в виде

$$LC_{ф2} = \frac{10 K_с}{m^2} = \frac{10 \cdot 125}{4} = 312{,}5 \text{ гн} \cdot \text{мкф}.$$

6. Для удобства выбираем $C_{ф1} = C_{ф2} = 10$ *мкф* и определяем индуктивность дросселя:

$$L = \frac{312{,}5}{10} = 31{,}25 \text{ гн}.$$

Конденсаторы фильтра должны быть рассчитаны на рабочее напряжение больше $1{,}5 U_0$ *в*. Выбираем рабочее напряжение конденсаторов $U_{раб} = 600$ *в*.

7. Сопротивление обмотки дросселя постоянному току определяем из соотношения

$$R_{др} = \frac{\Delta U_ф}{I_0} = \frac{32}{0{,}2} = 160 \text{ ом}$$

8. Проверяем неравенство $2\omega_0 \ll m\omega_c$.

Для рассчитываемого фильтра имеем:

$$2\omega_0 = \frac{2}{\sqrt{LC_{\text{ф}2}}} = \frac{2}{\sqrt{32{,}5 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}} = 111;$$

$$m\omega_c = 2 \cdot 2 \cdot 3{,}14 \cdot 50 = 628;$$

следовательно, заданное неравенство выдерживается ($111 \ll 628$).

Пример расчета RC фильтра. Пусть задано рассчитать однозвенный RC фильтр, если известны следующие данные: ток нагрузки $I_0 = 5$ *ма*, напряжение на нагрузке $U_0 = 200$ *в*; допустимый коэффициент пульсации $K_{\text{п}} = 0{,}05\%$; на выходе выпрямителя, имеющего одно звено фильтра, выпрямленное напряжение $U_0' = 240$ *в*; коэффициент пульсации $K_{\text{п}1} = 0{,}5\%$; частота пульсации $\omega_{\text{п}} = m\omega_c = 628$, т. е. использован двухтактный выпрямитель.

Расчет фильтра производится в следующем порядке.

1. Определяем коэффициент сглаживания RC фильтра:

$$K_c = \frac{K_{\text{п}1}}{K_{\text{п}}} = \frac{0{,}5}{0{,}05} = 10$$

2. Определяем произведение

$$R_{\text{ф}} C_{\text{ф}} = \frac{10^6 K_c}{m\omega_c} = \frac{10^6 \cdot 10}{628} = 16\,000 \text{ ом} \cdot \text{мкф}.$$

3. Находим допустимую величину фильтрующего сопротивления по заданным значениям тока нагрузки и напряжениям на входе и выходе фильтра:

$$R_{\text{ф}} = \frac{\Delta U_{\text{ф}}}{I_0} = \frac{U_0' - U_0}{I_0} = \frac{240 - 200}{5 \cdot 10^{-3}} = 8\,000 \text{ ом}.$$

4. Вычисляем значение емкости конденсатора фильтра:

$$C_{\text{ф}} = \frac{R_{\text{ф}} C_{\text{ф}}}{R_{\text{ф}}} = \frac{1{,}6 \cdot 10^4}{8 \cdot 10^3} = 2 \text{ мкф}$$

Рабочее напряжение конденсатора

$$U_{\text{раб}} = (1{,}5-2)\, U_0 = 300-400 \text{ в}.$$

Электронные сглаживающие фильтры обладают почти всеми достоинствами RC и LC фильтров, при этом в них устранены основные недостатки этих фильтров.

Как видно из схем LC фильтров, им свойственны следующие недостатки: 1) вес и размеры дросселя сглаживающего фильтра соизмеримы с весом и размерами силового трансформатора, что приводит к увеличению веса и габаритов выпрямительного устройства; 2) дроссель сгла-

живающего фильтра является одним из источников помех радиоприему, а также причиной возникновения сложных переходных процессов в цепи, приводящих к заметным искажениям в работе питаемых устройств; 3) *LC* фильтры рассчитаны на сглаживание пульсаций с частотами, равными или кратными частоте выпрямляемого тока, а все более медленные изменения и колебания напряжения в сети хорошо передаются в нагрузку.

Некоторые из перечисленных недостатков отсутствуют в работе *RC* фильтров, но их основным недостатком является низкий к. п. д. вследствие того, что на фильтрующем сопротивлении $R_ф$ происходит большое падение напряжения.

Электронные сглаживающие фильтры также обладают рядом недостатков. Поэтому выбор того или иного фильтра должен производиться со строгим учетом и сопоставлением свойств различных типов фильтров.

Электронные сглаживающие фильтры могут быть выполнены с использованием электронных ламп и транзисторов. При этом схемы включения, а также сочетания нескольких таких схем могут полностью заменить *LC* или *RC* фильтр.

Схема электронного фильтра, в котором дроссель заменен пентодом, приведена на рис. 31,*а*. Работа такого фильтра основана на том, что для переменных составляющих пульсирующего тока пентод представляет сравнительно большое сопротивление, равное внутреннему, а для постоянной составляющей оно намного меньше внутреннего сопротивления. Фильтр представляет собой два сглаживающих звена: емкостного с конденсатором C_1 и Г-образного, состоящего из пентода и конденсатора C_2.

Расчет емкости конденсатора C_1 производится обычным способом, а сглаживающее действие пентода и конденсатора C_2 равно:

$$K_с \approx R_i m\omega C_2.$$

Падение напряжения постоянного тока в фильтре зависит от типа и режима пентода и тока нагрузки. При использовании пентода с малыми токами нагрузки на участке его вольт-амперной характеристики с нерезко выраженной нелинейностью нет большого расхождения между сопротивлениями переменному и постоянному току. В результате коэффициент сглаживания в фильтре оказывается небольшим. С увеличением тока нагрузки и заходом в не-

линейную часть вольт-амперной характеристики увеличивается коэффициент сглаживания $K_с$, но одновременно с этим повышается падение напряжения на пентоде. Поэтому сглаживающий фильтр с пентодом целесообразно применять при токе нагрузки до 100 *ма* и выпрямленном напряжении до 500—1 500 *в*. Применение пентода в сглаживающем фильтре с низкими напряжениями нецелесообразно, так как падение напряжения на самом пентоде составляет 120—150 *в*. При малых токах нагрузки (менее 10 *ма*) практически выгоднее применить *RC* фильтр.

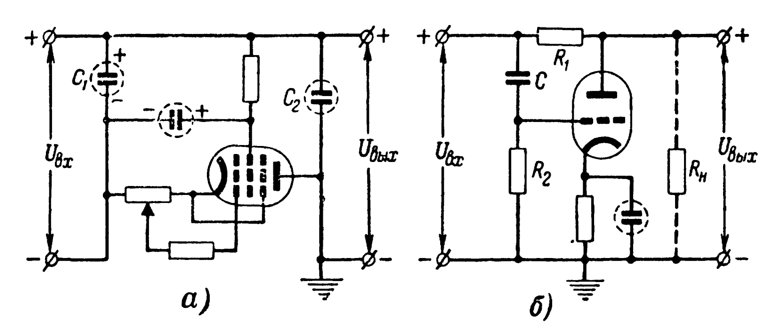


Рис. 31. Схемы сглаживающих фильтров на электронных лампах.
а — с последовательно включенным пентодом; *б* — с параллельно включенным триодом.

В ряде случаев, когда нет практической возможности или целесообразности использования конденсаторов большой емкости, в особенности электролитических, можно рекомендовать применение схемы, показанной на рис. 31,*б*. Действие этой схемы можно объяснить так. Имеющаяся переменная составляющая напряжения одновременно подается на нагрузку через сопротивление R_1 и сеточную цепь лампы. При этом конденсатор *C* служит для отделения переменной составляющей напряжения, а сопротивление R_2 позволяет подать на сетку лампы только некоторую ее часть. Усиленное лампой переменное напряжение будет сдвинуто на 180° относительно переменного напряжения, поданного на нагрузку через сопротивление R_1. В результате переменная составляющая напряжения на нагрузке будет скомпенсирована. В идеальном случае, когда достигается полная компенсация напряжений, коэффициент сглаживания бесконечно велик и действие лампы эквивалентно действию конденсатора бесконечно большой емкости. Практически коэффициент сглаживания схемы на

рис. 31,*б* зависит от коэффициента усиления лампы и приблизительно равен:

$$K_c \approx R_1 S + 1,$$

где S — крутизна характеристики лампы.

Например, при $R_1 = 5$ *ком* и $S = 10$ *ма/в* $K_c = 51$, что при $f_п = 100$ *гц* эквивалентно действию конденсатора $C_2 = 75$ *мкф*.

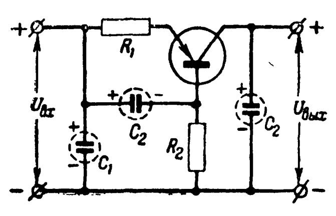


Рис. 32. Простейшая схема сглаживающего П-образного фильтра на транзисторе.

Схема электронного сглаживающего фильтра на транзисторе приведена на рис. 32. Здесь транзистор используется вместо дросселя П-образного сглаживающего фильтра в сочетании с конденсаторами $C_{ф1}$ и $C_{ф2}$. Такое действие транзистора возможно потому, что его сопротивление постоянному и переменному току резко различаются по величине. Ток коллектора плоскостного транзистора почти не зависит от напряжения на коллекторе и в основном определяется током эмиттера и начальным током коллектора $I_{к0}$:

$$I_к = I_{к0} + \beta I_э,$$

где $I_{к0}$ — начальный ток колле тора, определяется (при $I_э = 0$) неосновными носителями тока в полупроводнике;

$$\beta = \frac{\alpha_i}{1 - \alpha_i},$$

где α_i — статический коэффициент усиления по току.

Сопротивление транзистора постоянному току определяется в виде

$$R_0 = \frac{U_{к.э}}{I_к} = \frac{U_{к.э}}{I_0},$$

так как ток коллектора представляет собой ток нагрузки I_0.

Например, при $U_{к.э} = 16$ *в* и $I_к = 200$ *ма*, что является реальным для плоскостного транзистора типа П4, сопротивление $R_0 = 80$ *ом*.

Большая степень постоянства тока $I_к$ достигается благодаря постоянству тока $I_э$, а последнее обеспечивается вследствие действия цепочки $R_1 C_2$, имеющей большую по-

стоянную времени. В результате за период пульсации выпрямленного тока, протекающего через транзистор, напряжение U_C на конденсаторе почти не изменяется, и ток эмиттера

$$I_э \approx \frac{U_C}{R_1},$$

остается почти неизменным по величине.

Сопротивление транзистора переменному току определяется величиной

$$R_{пер} = R_к = \frac{\Delta U_к}{\Delta I_к},$$

где $\Delta U_к$ и $\Delta I_к$ — изменения напряжения и тока коллектора за период пульсации выпрямленного тока.

Для мощных плоскостных транзисторов $R_{пер} = 10 \div 20$ *ком*.

Сопротивление R_2 служит для установки заданного режима работы транзистора. Можно показать, что при постоянном значении напряжения в цепи база — эмиттер ток $I_э$ определяется не только сопротивлением полупроводника транзистора и сопротивлением *n-p*-перехода у эмиттера, но и сопротивлением R_2. В свою очередь ток эмиттера определяет ток коллектора, как это указывалось выше.

При расчете фильтра можно использовать следующие приближенные расчетные формулы:

1. Выбор типа транзистора определяется неравенствами

$$I_0 \leqslant 0{,}5 I_{к.макс}; \quad I_0 U_{к.э} \leqslant P_{к.макс},$$

где $P_{к.макс}$ — максимально допустимая мощность рассеяния на коллекторе.

Можно считать, что при I_0 менее 100 *ма* можно использовать транзистор типа П3В, а при I_0 больше 100 *ма* — транзистор типа П4.

2. Сопротивление R_1 выбирают в зависимости от тока нагрузки и емкости конденсатора C_2 в пределах 50 — 200 *ом*.

3. Емкость конденсатора

$$C_2 \geqslant \frac{1}{6{,}28 f_п R_1},$$

где $f_п$ — частота пульсации.

При этом рабочее напряжение конденсатора

$$U_{раб} \geqslant 1{,}5 I_0 R_1.$$

Таблица 17

Назначение выпрямителя с фильтром	Исходные данные		Тип транзистора	Данные схемы и экспериментальных измерений					Расчетные данные	
	I_0, *ма*	U_0, *в*		C_1, *мкф*	$\Delta U_ф$, *в*	$U_{к.э}$, *в*	Амплитуда переменного напряжения, *в*		$K_с$	$L_{экв}$, *гн*
							на входе фильтра	на выходе фильтра		
Для питания радиовещательного приемника усилителя и др.	50	250	П4	10	22,5	18	8	0,045	177	45
	50	250	П3В	10	22,5	21	8	0,021	380	96
	100	250	П4	10	26	17	10	0,075	133	34
	100	150	П3В	10	28	19	8	0,042	190	48
Для питания телевизора	200	350	П4	10	36	18	8	0,12	66	17
	300	350	П4	10	46	18	8	0,136	58	15
Для питания различных потребителей	100	150	П4	10	27	19	8	0,075	133	34
	300	150	П4	10	46	18	8	0,14	57	15
	200	250	П4	30	36	18	8	0,04	200	17

Примечание. Здесь указывается эквивалентная величина индуктивности дросселя для получения такого же $K_с$ при указанной частоте пульсации (100 *гц*).

4. Сопротивление фильтра постоянному току

$$R_ф = R_1 + \frac{U_{к.э}}{I_0}.$$

5. Падение напряжения постоянного тока на фильтре

$$\Delta U_ф = I_0 R_ф.$$

6. Сопротивление в цепи базы

$$R_2 = \frac{\alpha_i U_{0вх} R_н}{U_{0вх}(1-\alpha_i) - U_{к.э}\left(\frac{R_н}{R_к} + 1 - \alpha_i\right) - I_{к0} R_н}.$$

7. Коэффициент сглаживания пульсации при постоянном значении емкости конденсатора C_3 равен:

$$K_c \approx \frac{R_к R_2 R_1}{\frac{1}{2\pi f_п C_1}} \cdot \frac{1}{\sqrt{(R_2 + \alpha_i R_к)\frac{1}{2\pi f_п C_2} + R_1^2 R_2}},$$

где $R_к$ — сопротивление *n-p*-перехода коллектора.

В табл. 17 приведены данные, вычисленные для различных фильтров по приведенным приближенным формулам. Вычисления производились для двухтактного однофазного выпрямителя, питаемого от сети переменного тока. В фильтре предполагалось включенным $R_1 = 90$ *ом*, $C_2 = 60$ *мкф* и $C_3 = C_1$.

На основании данных табл. 17 можно сделать вывод, что подобные фильтры особенно выгодно применять при относительно больших токах нагрузки, так как конструкция дросселя с большой индуктивностью и на большие токи трудно выполнима и громоздка.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

РАСЧЕТ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

17. ПОТЕРИ В ВЫПРЯМИТЕЛЯХ

Потери в выпрямителях складываются из потерь в его отдельных элементах: силовом трансформаторе, вентиле и сглаживающем фильтре. Расчетные соотношения для выпрямителей с активной нагрузкой (см. табл. 14) получены в предположении, что потери в выпрямителе отсутствуют. Чтобы применять расчетные формулы табл. 14, надо пользоваться значением выпрямленного напряжения с учетом

падений напряжений в отдельных элементах выпрямителя. Такое напряжение, которое можно назвать напряжением холостого хода выпрямителя $U_{0х.х}$, было бы на выходе выпрямителя при отсутствии тока через нагрузку $R_н=\infty$.

Напряжение холостого хода выпрямителя

$$U_{0х.х}=U_0+\Delta U_{тр}+\Delta U_в+\Delta U_ф,$$

где U_0 — постоянная составляющая выпрямленного напряжения на нагрузке;

$\Delta U_{тр}$ — падение напряжения на обмотках трансформатора;

$\Delta U_в$ — падение напряжения на вентиле;

$\Delta U_ф$ — падение напряжения в фильтре.

В большинстве практических случаев для технического расчета выпрямителя можно ограничиться приближенными вычислениями этих величин.

Падение напряжения на обмотках трансформатора может быть приближенно определено как

$$\Delta U_{тр}=I_0 R_{тр},$$

где $R_{тр}$ — сопротивление обмоток каждой фазы трансформатора.

При электрическом расчете маломощных выпрямителей можно принять $\Delta U_{тр}=5-15\%$ выпрямленного напряжения U_0.

Учет падения напряжения на вентилях может быть сделан на основании вольт-амперных характеристик в зависимости от плотности тока, протекающего через вентиль, температуры окружающей среды и других условий работы.

Так, например, при плотности прямого тока $\Delta I_{пр}=$ $=50$ *ма/см*^{2} падение напряжения на каждом селеновом элементе составляет $U_в'=1,2$ *в*. Если вентиль, используемый в данной схеме, состоит из k последовательно соединенных элементов, то падение напряжения на вентиле будет:

$$\Delta U_в=k\Delta U'_в=1,2k.$$

В случае использования мостовой схемы выпрямления, в которой выпрямленный ток протекает через два последовательно соединенных вентиля, падение напряжения

$$\Delta U_в=2k\Delta U'_в.$$

В общем случае независимо от вида используемого вентиля можно пользоваться соотношением

$$\Delta U_{в} = I_0 R_i,$$

где R_i — внутреннее сопротивление вентиля с учетом схемы выпрямления и числа последовательно соединенных вентилей.

Обратные токи в полупроводниковых вентилях почти не вызывают снижения выпрямленного напряжения, но несколько снижают к. п. д. выпрямителя. При обратных напряжениях, в 1,5—2 раза меньших, чем допустимые, эти потери можно не учитывать, ибо обратные токи незначительны. При предельных значениях допустимого обратного напряжения, когда обратные токи составляют в селеновых вентилях 0,05—0,1 прямого тока, потери составляют 10—15% выпрямленной мощности. В германиевых вентилях эти потери незначительны.

Так как мощности полупроводниковых выпрямителей, используемых в радиолюбительской практике, невелики и к. п. д. для них не имеет существенного значения, то при расчетах таких выпрямителей можно не учитывать потерь, обусловленных обратными токами (как это и сделано в приводимых ниже примерах расчета выпрямителей).

Падение напряжения в сглаживающем фильтре определяется падением постоянного напряжения на обмотке дросселя или на фильтрующих сопротивлениях. При этом имеется в виду, что конденсаторы фильтра имеют малый ток утечки. Электролитические конденсаторы низкого качества могут иметь такой большой ток утечки, что выпрямленное напряжение заметно снизится.

Относительная величина падения напряжения в *LC* фильтрах в зависимости от выпрямленной мощности определяется по графику на рис. 30. Падение напряжения на обмотке дросселя фильтра

$$\Delta U_{ф} = I_0 R_{др},$$

где $R_{др}$ — активное сопротивление обмотки.

Если вместо дросселя используется фильтрующее сопротивление $R_{ф}$, как это имеет место в выпрямителях малой мощности, то величина падения напряжения на фильтре

$$\Delta U_{ф} = I_0 R_{ф},$$

а величина сопротивления $R_ф$ рассчитывается в зависимости от коэффициента сглаживания и емкости $C_ф$ (см. § 16).

Ориентировочно можно считать, что для *RC* фильтров

$$\Delta U_ф \approx (0{,}1 \div 0{,}25)\, U_0.$$

18. ПОРЯДОК РАСЧЕТА ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Для расчета выпрямителя должны быть в первую очередь заданы величины выпрямленного напряжения U_0 и тока в нагрузке I_0. Эти данные могут быть получены в результате расчета тех устройств, для питания которых предназначен выпрямитель.

В ряде случаев могут быть также заданы некоторые дополнительные условия работы выпрямителя, связанные с особенностями эксплуатации устройств. К таким дополнительным условиям относятся: коэффициент пульсации выпрямленного напряжения, стабильность и возможность регулирования выпрямленного напряжения, напряжение сети переменного тока и возможные пределы изменений напряжения, пределы изменений температуры окружающей среды, длительность непрерывной работы и т. п.

Расчет выпрямителя сводится к выбору схемы выпрямителя и сглаживающего фильтра, типа вентилей, числа отдельных диодов и схемы их соединений, к определению электрических данных силового трансформатора и элементов сглаживающего фильтра.

Конструктивный расчет элементов схемы выпрямителя и фильтра является последующей частью расчетов и приводится в следующей главе.

Все расчеты могут быть выполнены на основании ранее изложенного материала. При этом может быть рекомендован следующий порядок.

Выбор схемы выпрямления и сглаживающего фильтра производится на основании сопоставления преимуществ и недостатков выпрямительных схем и фильтров главным образом в зависимости от мощности выпрямителя. Одновременно учитываются эксплуатационные свойства вентилей, которые предполагаются для использования в выпрямителе. Поэтому определенных законов выбора схем выпрямления и фильтрации не существует. Все рекомендации по этому вопросу носят приближенный характер. В табл. 18 приведены подобные рекомендации.

Чтобы решить наиболее правильно выбор той или иной схемы выпрямления и сглаживания пульсаций в сочетании

Таблица 18

Тип вентиля	Схема выпрямления	Схема сглаживающего фильтра	Выпрямленное напряжение, *в*	Выпрямленный ток, *ма*
Кенотроны	Однотактная однофазная	П-образный однозвенный	120—1 000	10
	Двухтактная однофазная	То же	240—1 000	100—10
	Двухтактная однофазная с удвоением напряжения	*RC* фильтр, двухзвенный	600—5 000	10
Полупроводниковые диоды	Однотактная однофазная	П-образный, однозвенный	120—250	100
	Двухтактная однофазная	То же	2—450	5 000—10
	Мостовая	Г-образный	2—1 500	5 000—10

с выбранным типом вентиля, надо проделать несколько вариантов расчета выпрямителей и сравнить результаты.

Выбор типа вентилей производится из числа имеющихся промышленных образцов. При этом подбираются типы и число последовательно или параллельно соединенных диодов в одном вентиле так, чтобы не превысить допустимых значений тока и напряжения. Чтобы ориентировочно знать параметры вентилей в зависимости от схемы выпрямления и характера нагрузки, можно воспользоваться данными табл. 19, в которой эти параметры указаны для выпрямителей с емкостной нагрузкой.

Таблица 19

Схема выпрямления	Максимальный ток вентиля $I_{макс}$	Среднее значение тока вентиля I_0	Действующее значение тока вентиля $I_э$	Обратное напряжение на вентиль $U_{обр}$
Однотактная	$(6\div8)I_0$	$\frac{1}{m} I_0$	$\frac{(2,3\div2,6)}{m} I_0$	$3U_0$
Однофазная мостовая . .	$(3\div4)I_0$	$0,5I_0$	$(1,2\div1,3)I_0$	$1,8U_0$
Двухтактная с удвоением напряжения . . .	$(3\div4)I_0$	I_0	$(2,3\div2,6)I_0$	$1,8U_0$

Параметры вентилей при нагрузке активного и индуктивного характера можно определить непосредственно из табл. 14. Во всех приведенных соотношениях m означает число фаз выпрямления.

Если учесть падение напряжения в сглаживающем фильтре, т. е. считать, что указанное в табл. 19 выпрямленное напряжение U_0 имеется на нагрузке, то величину обратного напряжения надо увеличить примерно на 20—30% по сравнению со значением, указанным в этой таблице.

По параметрам, определенным из табл. 19, выбирают тип вентиля. Тип селеновых вентилей, составленных из ряда элементов (шайб или таблет), можно выбирать в следующем порядке.

По заданному току нагрузки I_0 и выбранной схеме выпрямления определяется среднее значение тока через вентиль $I_{0\,ср}$. Если такой ток может быть пропущен через выбранный вентиль, то нет нужды в параллельном соединении нескольких вентилей. Число параллельно соединенных вентилей может быть определено из соотношения

$$n = \frac{I_{0ср}}{I_0'},$$

где I_0' — допустимый ток через данный вентиль.

В общем случае возможно также определение числа параллельно соединенных вентилей, исходя из общей необходимой рабочей площади селенового вентиля. Общая необходимая рабочая поверхность вентиля

$$S_{раб} = \frac{I_в}{\Delta I_{пр}},$$

где $I_в$ — действующее значение тока через вентиль (см. табл. 15);

$\Delta I_{пр}$ — плотность прямого тока, обычно принимаемая 50 *ма/см²*.

Число параллельно соединенных вентилей

$$n = \frac{S_{раб}}{S'_{раб}},$$

где $S'_{раб}$ — рабочая поверхность каждого вентиля.

Число последовательно соединенных элементов в каждом вентиле можно определить на основании соотношения

$$k = \frac{U_{обр}}{U'_{обр}},$$

где $U_{обр}$ — обратное напряжение на вентиле при данной схеме выпрямления (определяется по табл. 14);

$U'_{обр}$ — допустимая величина обратного напряжения на каждом вентиле.

Общее количество элементов, используемых в выпрямителе, определяется выражением

$$N = nkp,$$

где n — число параллельно соединенных вентилей;

k — число последовательно соединенных элементов в каждом вентиле;

p — число вентилей в схеме (в мостовой схеме $p = 4$, в двухтактной схеме со средней точкой $p = 2$, в однотактной схеме $p = 1$).

Электрический расчет силового трансформатора. Обычно электрический расчет трансформатора является итогом расчета выпрямителя. При активной нагрузке выпрямителя расчет может быть выполнен по данным табл. 14.

Электрический расчет сглаживающего фильтра. Расчет входного конденсатора фильтра производится, как указывалось ранее, совместно с расчетом выпрямителя. Расчет других элементов фильтра производится независимо от выпрямителя (см. § 16).

Ниже приводится ряд конкретных примеров расчета выпрямителей.

19. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТОВ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Расчет селенового выпрямителя для питания цепей накала ламп. Задано: ток нагрузки $I_0 = 6$ *а*; выпрямленное напряжение $U_0 = 6$ *в*; пульсация выпрямленного напряжения несущественна, так как имеется в виду питание накала мощных ламп.

1. Выбираем мостовую схему выпрямления без сглаживающего фильтра.

2. Пользуясь табл. 14, находим:

$$I_в = 0{,}78 I_0 = 0{,}78 \cdot 6 = 4{,}68 \ а.$$

3. Выбрав плотность прямого тока $\Delta I_{пр} = 50$ *ма/см²*, находим необходимую рабочую поверхность вентиля:

$$S_{раб} = \frac{I_в}{\Delta I_{пр}} = \frac{4,68}{0,05} = 94 \text{ см}^2.$$

4. Выбираем селеновые вентили на алюминиевой основе с размерами 75×75 *мм*, у которых рабочая поверхность

$$S'_{раб} = 0,9\,(7,5 \cdot 7,5) \approx 50 \text{ см}^2.$$

5. Число параллельно соединенных вентилей должно быть

$$n = \frac{S_{раб}}{S'_{раб}} = \frac{94}{50} \approx 2.$$

6. Напряжение холостого хода выпрямителя

$$U_{0х.х} = U_0 + \Delta U_{тр} + \Delta U_в;$$

здесь

$$\Delta U_{тр} = 0,15 U_0 = 0,15 \cdot 6 = 0,9 \text{ в}.$$

По табл. 14 находим обратное напряжение:

$$U_{обр} = 1,57 U_0 = 1,57 \cdot 6 \approx 10 \text{ в}.$$

Для выбранного типа селеновых вентилей АВС-75 допускается обратное напряжение на каждый элемент $U_{обр} = 25$ *в*; следовательно, число последовательно соединенных элементов в вентиле

$$k = \frac{U_{обр}}{U'_{обр}} = \frac{10}{25} = 0,4.$$

Разумеется, что меньше одного элемента включить последовательно нельзя, поэтому выбираем $k = 1$. Падение напряжения на каждом элементе принимается $\Delta U'_в = 1$ *в*. При этом

$$\Delta U_в = 2kU'_в = 2 \cdot 1 \cdot 1 = 2 \text{ в},$$

тогда

$$U_{0х.х} = 6 + 0,9 + 2 = 8,9 \text{ в}.$$

7. Общее число вентилей в выпрямителе

$$N = knp = 1 \cdot 2 \cdot 4 = 8.$$

8. Исходные электрические данные для расчета трансформатора определяем по табл. 14.

Действующее значение напряжения на зажимах вторичной обмотки трансформатора

$$U_2 = 1,11 U_{0х.х} = 1,11 \cdot 8,9 = 9,9 \text{ в}.$$

Действующее значение тока в обмотке трансформатора

$$I_2 = 1,11 I_0 = 1,11 \cdot 6 = 6,66 \text{ а}.$$

Коэффициент трансформации определяется в зависимости от напряжения сети. Если принять стандартное напряжение $U_с = 127$ *в*, то

$$K_{тр} = \frac{U_2}{U_с} = \frac{9,9}{127} = 0,078.$$

Ток первичной обмотки трансформатора с учетом тока холостого хода будет:

$$I_1 = 1,2K_{тр}I_2 = 1,2 \cdot 0,078 \cdot 6,66 = 0,63 \ а.$$

Расчет селенового выпрямителя для питания анодной цепи лампового генератора малой мощности. Задано: ток нагрузки $I_0 = 200$ *ма*; выпрямленное напряжение $U_0 = 400$ *в*.

1. Выбираем мостовую схему выпрямления с П-образным сглаживающим фильтром (с конденсатором на входе фильтра).

Применение двухтактной схемы выпрямления со средней точкой вторичной обмотки трансформатора в данном случае нецелесообразно из-за недостаточно хорошего использования обмоток трансформатора, что ведет к увеличению его размеров и веса. Из этих же соображений невыгодно использовать однотактную схему выпрямления.

Выбранная схема фильтра определяет емкостный характер нагрузки выпрямителя, поэтому методика данного расчета отличается от расчета предыдущего примера.

2. Определяем вспомогательный коэффициент:

$$A = \frac{\pi I_0 R_в}{mU'_0} = \frac{3,14 \cdot 0,2 \cdot 300}{2 \cdot 432} = 0,218,$$

принимая падение напряжения на фильтре 8% от U_0. Тогда

$$U'_0 = U_0 + \Delta U_ф = 400 + 32 = 432 \ в.$$

Величину $R_в = 300$ *ом* выбираем ориентировочно, так как неизвестны сопротивление трансформатора и внутреннее сопротивление вентилей; после выбора вентилей можно будет проверить эту величину.

3. Пользуясь графиками на рис. 23, находим значения вспомогательных коэффициентов:

$$B = 1,02; \quad D = 2,18; \quad F = 6,22.$$

4. Действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора

$$U_2 = BU'_0 = 1,02 \cdot 432 = 440,6 \ в.$$

5. Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора

$$I_2 = \frac{I_0}{m} D\sqrt{2} = \frac{200}{2} 2,18\sqrt{2} = 308 \ ма.$$

6. Максимальное значение тока через вентиль

$$I_{макс} = \frac{I_0}{m} F = \frac{200}{2} 6,62 = 662 \ ма.$$

7. Коэффициент трансформации (при $U_с = 127$ *в*)

$$K_{тр} = \frac{U_2}{U_с} = \frac{440,6}{127} = 3,47.$$

8. Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора с учетом тока холостого хода

$$I_1 = 1,2 I_2 K_{тр} = 1,2 \cdot 0,308 \cdot 3,47 = 1,28 \ а.$$

9. Выбираем вентиль по току.

Так как среднее значение выпрямленного тока в плече мостовой схемы составляет в данном случае $\frac{I_0}{2} = 100$ *ма*, то подходящими являются вентили типа ВС-35 с допустимым выпрямленным током 0,15 *а* и с допустимым обратным напряжением 21 *в* (амплитудное значение).

10. Определяем обратное напряжение, приложенное к одному вентилю мостовой схемы,

$$U_{обр} = 1,41 U_2 = 1,41 \cdot 440,6 = 620 \ в.$$

11. Число последовательно соединенных элементов ВС-35 должно быть:

$$k = \frac{U_{обр}}{U'_{обр}} = \frac{620}{21} \approx 30.$$

12. Общее число элементов ВС-35

$$N = knp = 30 \cdot 1 \cdot 4 = 120.$$

13. Проверяем выбранное значение сопротивления $R_в$. Сопротивление

$$R_{тр} = k \frac{U_0}{I_0 \sqrt[4]{I_0 U_0}} = 0,15 \frac{400}{0,2 \sqrt[4]{0,2 \cdot 400}} = 100 \ ом.$$

Внутреннее сопротивление двух последовательно включенных вентилей

$$R_i = 2kR'_i = 2 \cdot 30 \cdot 4 = 240 \ ом,$$

полагая при этом внутреннее сопротивление каждого из элементов

$$R'_i = \frac{\Delta U'_в}{I_{0ном}} = \frac{0,6}{0,15} = 4 \ ом$$

Тогда

$$R_в = R_{тр} + R'_i = 100 + 240 = 340 \ ом.$$

т. е. почти совпадает с ранее принятым значением 300 *ом*.

14. Электрический расчет фильтра производится в том же порядке, как и в примере расчета на стр. 75.

Расчет бестрансформаторного выпрямителя малой мощности с удвоением напряжения. Задано: ток нагрузки $I_0 = 10$ *ма*; напряжение на нагрузке $U = 220$ *в*. Выпрямитель предназначается для питания анодных цепей радиоприемника „Родина". Питание выпрямителя

производится от сети переменного тока напряжением 127—220 *в* и частотой 50 *гц*.

1. Выбираем схемы выпрямителя и сглаживающего фильтра.

Из табл. 1 видно, что при указанной нагрузке выпрямителя коэффициент пульсации $K_п$ не должен превышать 0,1%. Поэтому выбираем двухтактную схему выпрямления с удвоением напряжения и с двухзвенным RC фильтром.

Выбор схемы удвоения обусловлен необходимостью получить выпрямленное напряжение почти вдвое больше напряжения сети без применения силового трансформатора. Расчет ведется для напряжения сети 127 *в*. При напряжении сети 220 *в* должно быть включено добавочное сопротивление.

При определении расчетных коэффициентов и выпрямленного напряжения следует обязательно учесть падение напряжения на фильтрующих сопротивлениях сглаживающего фильтра.

2. Примем падение напряжения в сглаживающем фильтре $\Delta U_ф = 45$ *в*.

3. Имея в виду использовать селеновые элементы малых размеров, зададимся ориентировочной величиной сопротивления $R_в = 600$ *ом*.

4. Определяем вспомогательный коэффициент:

$$A = \frac{2\pi I_0 R_в}{mU'_0} = \frac{2 \cdot 3{,}14 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \cdot 600}{1\,(220 + 45)} = 0{,}14.$$

5. По графикам на рис. 23 находим:

$$B = 0{,}94; \quad D = 2{,}32; \quad F = 7.$$

6. По полученным коэффициентам определяем:

$$U_2 = 0{,}5BU'_0 = 0{,}5 \cdot 0{,}94 \cdot 265 = 124 \text{ в} \approx 127 \text{ в};$$

$$I_2 = DI_0\sqrt{2} = 2{,}32 \cdot 10 \cdot 1{,}41 = 32{,}8 \text{ ма};$$

$$I_{в.макс} = FI_0 = 7 \cdot 10 = 70 \text{ ма}.$$

При выборе вентилей среднее значение выпрямленного тока за счет емкостного характера нагрузки следует увеличить до $1{,}2I_0 = 1{,}2 \cdot 10 = 12$ *ма*.

7. По графику на рис. 23,*г* находим значение коэффициента $H = 300$ (при $m = 1$) и, задаваясь коэффициентом пульсации на входе сглаживающего фильтра $K_{п1} = 10\%$, определяем емкость конденсатора каждого плеча схемы:

$$C_1 = C_2 = \frac{H \cdot 100}{K_{п1}\,R_в} = \frac{300 \cdot 100}{10 \cdot 600} = 5 \text{ мкф}.$$

Берем ближайшую стандартную величину емкости $C_1 = 4$ *мкф* и определяем коэффициент пульсации на входе фильтра:

$$K_{п1} = \frac{H}{C_1 R_в} = \frac{300}{4 \cdot 600} = 0{,}125.$$

8. Коэффициент сглаживания фильтра

$$K_c = \frac{K_{п1}}{K_п} = \frac{0,125}{0,001} = 125,$$

или $K_{c1} = K_{c2} = 11,2$ на каждое звено фильтра.

9. Элементы каждого звена фильтра определяются следующим образом:

$$R_ф C_ф = \frac{10^6 K_{c1}}{m\omega_c} = \frac{10^6 \cdot 11,2}{2 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 18\,000 \text{ ом} \cdot \text{мкф}.$$

Падение напряжения на каждом звене фильтра при полном падении в фильтре $\Delta U_ф = 45$ *в* равно 22,5 *в*.

Допустимая величина фильтрующего сопротивления

$$R_ф = \frac{0,5 \Delta U_ф}{I_0} = \frac{22,5}{10 \cdot 10^{-3}} = 2\,250 \text{ ом}.$$

Емкость каждого звена фильтра

$$C_ф = \frac{R_ф C_ф}{R_ф} = \frac{18\,000}{2\,250} = 8 \text{ мкф}$$

10. Обратное напряжение на вентиле

$$U_{обр} = 2\sqrt{2} U_2 = 2\sqrt{2} \cdot 127 = 360 \text{ в}.$$

11. Из селеновых вентилей возможно использовать два наиболее подходящих типа: АВС-6 (см. табл. 7) — по два элемента в плече, соединенных параллельно, или ТВС-18 (см. табл. 8). Последний предпочтительнее использовать из соображений более высокого допустимого обратного напряжения ($U'_{обр} = 36$ *в*).

Выбираем ТВС-18.

12. Число последовательно соединенных элементов в вентиле

$$k = \frac{U_{обр}}{U'_{обр}} = \frac{360}{36} = 10$$

ее число элементов в выпрямителе

$$N = knp = 10 \cdot 1 \cdot 2 = 20.$$

Если применить вентили АВС-6 — по два в плече, то потребуется всего элементов

$$N = knp = \frac{360}{25} 2 \cdot 2 = 58.$$

Если учесть не только увеличение общего числа элементов в выпрямителе, но и их большое внутреннее сопротивление (превышающее принятую в расчете величину $R_в = 600$ *ом*), то предпочтение должно быть отдано элементам ТВС-18.

Расчет выпрямителя с кремниевыми диодами. Задано: ток нагрузки $I_0 = 100$ *ма*; выпрямленное напряжение $U_0 = 500$ *в*.

1. Выбираем схему выпрямителя и сглаживающего фильтра.

Выбор схемы однофазного моста нецелесообразен, так как пришлось бы использовать четыре вентиля, которые должны быть достаточно одинаковы по характеристикам прямого и обратного токов. Представляется целесообразным использовать двухтактную однофазную схему выпрямления со средней точкой обмотки силового трансформатора. Имея в виду использовать сглаживающий фильтр на транзисторе, выбираем П-образную схему, т. е. с емкостью на входе.

2. Определяем значение вспомогательного коэффициента A. При этом полагаем падение напряжения на сглаживающем фильтре

$$\Delta U_ф = 0{,}08, \quad U_0 \neq 0{,}08 \cdot 500 = 40 \ в$$

и

$$U'_0 = U_0 + \Delta U_ф = 540 \ в.$$

Сопротивление фазы выпрямления $R_в$ можно принять почти равным сопротивлению обмоток трансформатора, т. е. считать $R_в \approx R_{тр}$, где

$$R_{тр} = k \frac{U_0}{I_0 \sqrt[4]{I_0 U_0}} = 360 \ ом,$$

так как R_i мало. В этом случае

$$A = \frac{\pi I_0 R_в}{m U'_0} = \frac{3,14 \cdot 0,1 \cdot 360}{2 \cdot 540} = 0{,}105.$$

3. Пользуясь графиками на рис. 23, находим расчетные коэффициенты:

$$B = 0{,}88; \quad D = 2{,}4; \quad F = 8{,}05; \quad H = 198.$$

4. Действующее значение напряжения на одной половине повышающей обмотки трансформатора (см. табл. 15)

$$U_2 = BU_0 = 0{,}88 \cdot 540 = 475 \ в.$$

5. Действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора

$$I_2 = 0{,}5DI_0 = 0{,}5 \cdot 2{,}4 \cdot 100 = 120 \ ма.$$

6. Коэффициент трансформации

$$K_{тр} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{475}{127} = 3{,}72,$$

причем предположено стандартное напряжение сети 127 *в*. Это напряжение может быть иным, указанным в задании.

7. Ток первичной обмотки трансформатора с учетом тока холостого хода

$$I_1 = 1{,}7 K_{тр} I_2 = 1{,}7 \cdot 3{,}72 \cdot 120 = 760 \ ма.$$

8. Обратное напряжение на вентиль

$$U_{обр} = 2{,}85 U_2 = 2{,}85 \cdot 475 = 1\,360 \ в.$$

9. Максимальное значение тока через вентиль

$$I_{\text{макс}} = 0,5FI_0 = 0,5 \cdot 8,05 \cdot 100 = 402 \text{ ма}.$$

10. Выбираем тип и количество диодов.

Пользуясь табл. 12, выбираем диоды типа Д205, стремясь обеспечить ненапряженный режим работы вентилей при их минимальном количестве в последовательном соединении. С точки зрения величины обратного напряжения можно было бы выбрать и диоды типа Д7Ж, но они работали бы на предельном режиме, не допуская дальнейшей перегрузки по току. Можно выбрать также диоды типа Д211, допускающие ток нагрузки 100 *ма* при допустимом обратном напряжении $U'_{\text{обр}} = 600$ *в*. Остановим свой выбор на диодах типа Д205.

В каждом вентиле необходимо включить последовательно по четыре диода, так как допустимое обратное напряжение на каждый диод Д205 $U'_{\text{обр}} = 400$ *в*. При этом параллельно каждому диоду должно быть включено сопротивление

$$R_{\text{ш}} < R_{\text{обр}} = \frac{U'_{\text{обр}}}{I_{\text{обр}}} = \frac{400}{0,5} 10^3 \text{ ом} \sim \text{ (см. табл. 12).}$$

Выберем $R_{\text{ш}} = 100$ *ком*

11. Коэффициент пульсации выпрямленного напряжения на первом конденсаторе фильтра

$$K_{\text{п}} = \frac{100H}{C_{\text{ф1}} R_{\text{в}}} = \frac{100 \cdot 198}{10 \cdot 360} = 5,5\%,$$

причем емкость конденсатора выбрана $C_{\text{ф1}} = 10$ *мкф*.

Необходимые параметры Г-образной части фильтра определяются так, как это показано на стр. 73.

Расчет кенотронного выпрямителя. Задано: ток $I_0 = 30$ *ма* при напряжении $U_0 = 220$ *в* и $K_{\text{п}} \leqslant 0,1\%$; ток $I_0 = 50$ *ма* при напряжении $U_0 = 250$ *в* и $K_{\text{п}} \leqslant 5\%$; ток $I_0 = 80$ *ма* при напряжении $U_0 = 25$ *в* и $K_{\text{п}} \leqslant 20\%$ (для питания обмотки подмагничивания электродинамического громкоговорителя); питание цепей накала при напряжении $U_{\text{н}} = 6,3$ *в* и токе нагрузки $I_{\text{н}} = 2,5$ *а*; питание лампочек для освещения шкал при напряжении $U_{\text{л}} = 6,3$ *в* и токе $I_{\text{л}} = 0,5$ *а*; питание накальной цепи кенотрона производится от отдельной обмотки трансформатора.

1. Выбираем схему выпрямителя трансформатора и сглаживающего фильтра.

Учитывая заданные величины токов нагрузки и коэффициентов пульсации, стремясь использовать обмотку подмагничивания громкоговорителя в качестве дросселя сглаживающего фильтра, а также возможность включения трансформатора в сеть с напряжениями 110, 127 и 220 *в*, выбираем схему, показанную на рис. 33. Конденсаторы, включенные параллельно первичной обмотке трансформатора, предназначены для устранения возможности проникновения помех из сети через трансформатор в устройство, питающееся от выпрямителя. На этой схеме показано включение первичных обмоток на 127 *в*.

2. Выпрямленное напряжение на входе сглаживающего фильтра

$$U'_0 = U_0 + \Delta U_{\text{ф}} = 250 + 25 = 275 \text{ в}.$$

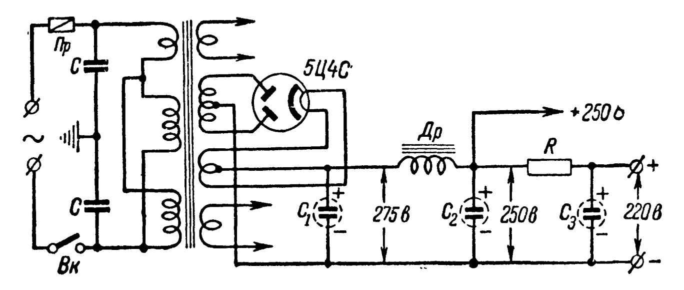


Рис. 33. Схема кенотронного выпрямителя.

3. Сопротивление фазы выпрямителя

$$R_в = R_i + R_{тр} = 150 + 346 = 496 \ ом.$$

При этом было принято:

внутреннее сопротивление кенотрона $R_i = 150$ *ом*, ток накала кенотрона $I_к = 2$ *а* при напряжении $U_к = 5$ *в* и мощность рассеяния на анодах $P_а = 2 \cdot 5 = 10$ *вт*;

мощность, отбираемая от трансформатора при полной его нагрузке,

$$P_{тр} = U_0 I_0 + U_н I_н + U_л I_л + U_к I_к + P_а =$$
$$= 275 \cdot 0,08 + 6,3 \cdot 2,5 + 6,3 \cdot 0,5 + 5 \cdot 2 + 10 = 60,9 \ вт;$$

сопротивление обмоток трансформатора одной фазы при наличии только нагрузки по высокому напряжению

$$R_{тр} = k \frac{U_0}{I_0 \sqrt[4]{I_0 U_0}} = 500 \ ом;$$

сопротивление обмоток трансформатора одной фазы выпрямления при наличии дополнительной нагрузки (см. стр. 58)

$$R'_{тр} = 0,5 R_{тр} \left(1 + \frac{P_2}{P_{тр}}\right) = 346 \ ом,$$

приняв

$$P_2 \approx P_0 = I_0 U_0.$$

4. Определяем значение вспомогательного коэффициента:

$$A = \frac{\pi I_0 R_в}{m U_0} = \frac{3,14 \cdot 0,08 \cdot 496}{2 \cdot 275} = 0,227.$$

5. Пользуясь графиками на рис. 23, находим значения расчетных коэффициентов:

$$B = 1,03; \quad D = 2,2; \quad F = 6,56; \quad H = 385.$$

6. Действующее значение напряжения на половине повышающей обмотки трансформатора

$$U_2 = B U_0 = 1,03 \cdot 275 = 286 \ в.$$

7. Действующее значение тока через обмотку трансформатора

$$I_2 = 0{,}5DI_0 = 0{,}5 \cdot 2{,}2 \cdot 80 = 88 \ \text{ма}.$$

8. Максимальное значение тока через вентиль

$$I_{\text{макс}} = 0{,}5FI_0 = 0{,}5 \cdot 6{,}56 \cdot 80 = 263 \ \text{ма}.$$

9. Выбор типа кенотрона производится на основании определенных величин $U_{\text{обр}}$ и $I_{\text{макс}}$.

Пользуясь табл. 2, выбираем кенотрон типа 5Ц4С, у которого допустимые значения $U_{\text{обр}}$ и $I_{\text{макс}}$ больше требуемых. То же самое относится и к допустимому значению мощности, рассеиваемой на аноде. Для этого кенотрона $P_{\text{а.доп}} = 2 \cdot 5$ *вт*, а рассеиваемая на аноде $P_{\text{а}} = I_2^2 R_i = 0{,}088^2 \cdot 150 = 1{,}16$ *вт*.

10. Ток первичной обмотки трансформатора с учетом тока холостого хода:

при напряжении сети $U_{\text{с}} = 127$ *в*

$$I_1 = 1{,}2\left(\frac{1{,}41U_2I_2}{U_{\text{с}}} + \frac{1{,}05U_{\text{н}}I_{\text{н}}}{U_{\text{с}}} + \frac{1{,}05U_{\text{л}}I_{\text{л}}}{U_{\text{с}}} + \frac{1{,}05U_{\text{к}}I_{\text{к}}}{U_{\text{с}}}\right) =$$

$$= 1{,}2\left(\frac{1{,}41 \cdot 286 \cdot 0{,}088}{127} + \frac{1{,}05 \cdot 6{,}3 \cdot 2{,}5}{127} + \frac{1{,}05 \cdot 6{,}3 \cdot 0{,}5}{127} + \frac{1{,}05 \cdot 5 \cdot 2}{127}\right) = 0{,}62 \ a;$$

при напряжении сети 110 *в* в параллельно включенных обмотках первичной цепи трансформатора ток

$$I_1' = I_1 \frac{127}{110} = 0{,}62 \frac{127}{110} = 0{,}72 \ a;$$

при напряжении сети 220 *в* последовательно включенных первичных обмотках трансформатора ток

$$I_1'' = I_1 \frac{127}{220} = 0{,}62 \frac{127}{220} = 0{,}36 \ a.$$

11. Расчетная мощность трансформатора (эта величина необходима для конструктивного расчета)

$$P_{\text{тр}} = \frac{m_1U_1I_1 + m_2U_2I_2}{2} + 1{,}05U_{\text{н}}I_{\text{н}} + 1{,}05U_{\text{л}}I_{\text{л}} + 1{,}05U_{\text{к}}I_{\text{к}} + 2P_{\text{а}} =$$

$$= \frac{1 \cdot 127 \cdot 0{,}62 + 2 \cdot 286 \cdot 0{,}088}{2} +$$

$$+ 1{,}05 \cdot 6{,}3 \cdot 2{,}5 + 1{,}05 \cdot 6{,}3 \cdot 0{,}5 + 1{,}05 \cdot 5 \cdot 2 + 2 \cdot 1{,}16 \approx 97 \ \text{ва},$$

причем здесь учтена и мощность, рассеиваемая на анодах кенотрона.

ГЛАВА ПЯТАЯ

КОНСТРУКТИВНЫЙ РАСЧЕТ ТРАНСФОРМАТОРОВ И ДРОССЕЛЕЙ

20. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Как можно видеть из ранее приводимых электрических схем выпрямителей и трансформаторов, силовой трансформатор состоит из магнитопровода и нескольких обмоток, одна из которых первичная, а остальные — вторичные. Дроссель сглаживающего фильтра также состоит из магнитопровода и чаще всего одной обмотки. Несмотря на некоторое различие режимов работы магнитопроводов трансформатора и дросселя в конструктивном расчете тех и других имеется много общего.

Конструктивный расчет трансформаторов и дросселей состоит из расчета магнитопровода и обмоток. Эти части общего расчета взаимно связаны между собой и практически разделить их невозможно. Размеры, вес, потери и к. п. д. трансформатора определяются не только правильным выбором магнитопровода, но и режимом работы обмоток трансформатора.

В маломощных силовых трансформаторах чаще всего применяют магнитопроводы стержневого или броневого

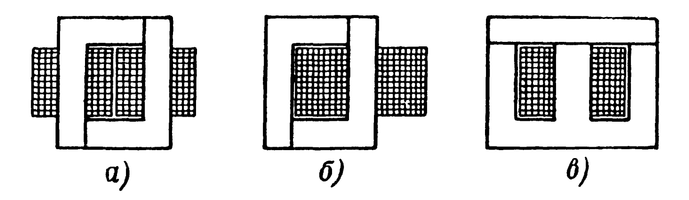


Рис. 34. Общий вид магнитопроводов и обмоток.
а — стержневой трансформатор с двумя катушками; *б* — то же с одной катушкой; *в* — броневой трансформатор.

типа. В стержневом трансформаторе обмотки располагаются либо на одном стержне Г-образного магнитопровода (рис. 34,*а*), либо на двух его стержнях (рис. 34,*б*). В броневом типе трансформаторов обмотки располагаются на среднем стержне Ш-образного магнитопровода (рис. 34,*в*).

Для силовых трансформаторов и дросселей фильтра наибольшее распространение имеют магнитопроводы из пластин той или иной формы, собранных в пакет. Такими

пластинами наиболее часто являются Г-образные и Ш-образные, показанные на рис. 35. При этом пластины собираются в пакет по-разному в зависимости от назначения магнитопровода. Для силового трансформатора сборка пластин производится вперекрышку, чтобы уменьшить воздушный зазор в месте их стыка. В магнитопроводах дросселей сглаживающего фильтра сборка пластин осуществляется в стык, так как обычно необходимо создавать воздушный зазор определенной величины.

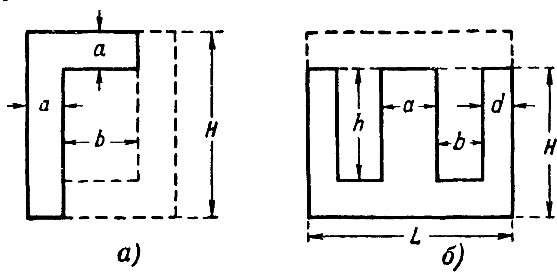


Рис. 35. Пластины магнитопровода.
а — Г-образные пластины; *б* — Ш-образные пластины.

Электротехнические стали выпускаются промышленностью в виде листов или лент толщиной от 0,1 до 1 *мм*. Марки стали определяются в зависимости от количества введенного в них кремния. В настоящее время производятся электротехнические стали следующих марок: Э11, Э12, Э21, Э31, Э41, Э42, Э44, Э45, Э46, Э47, Э48, Э310, Э320, Э330. Буква Э означает — электротехническая сталь, 1 после нее — слаболегированная, 2 — среднелегированная, 3 — повышеннолегированная, 4 — высоколегированная; вторые цифры 1—4 указывают частоты тока перемагничивания, при которых заводом гарантируются определенные величины потерь (цифры 1, 2 и 3 — на частоте 50 *гц*; 4 — на частоте 400 *гц*), а цифры 5—8 — характер магнитной проницаемости в сильных и слабых полях; третья цифра 0 указывает, что сталь холоднокаганая текстурованная.

Для широко распространенных магнитопроводов броневого типа (рис. 35,*а*) используются Ш-образные пластины, основные размеры которых приведены в табл. 20.

Наряду с приведенными в табл. 20 данными Ш-образных магнитопроводов с так называемыми пластинами безотходной штамповки в практике находят применение пластины УШ-уширенного Ш-образного типа. У них отноше-

ние ширины среднего стержня *a* к ширине боковых стержней *d* составляет 1,5—1,6 (а не 2 и более, как у пластин типа Ш). Это позволяет экономить до 10% материалов трансформатора, а также получать большую площадь окна для размещения обмоток.

В табл. 21 приведены данные сердечников броневого типа из пластин типа УШ.

При изготовлении стержневого трансформатора обычно используются Г-образные пластины, основным размером которых является ширина стержня *a*. Соответственно ширине стержня и толщине набора подбирается площадь окна, в котором располагается обмотка.

Обмотки маломощных силовых трансформаторов и дросселей сглаживающих фильтров подразделяют на каркасные и бескаркасные. В первом случае обмотка наматывается на заранее заготовленный каркас, в который затем набивают пластины магнитопровода. В бескаркасных обмотках для их скрепления используют лакоткани, а по окончании намотки обмотку целиком пропитывают изолирующим веществом (битумом).

По своему устройству обмотки трансформаторов стержневого и броневого типов разделяются на цилиндрические и дисковые (галетные). Те и другие могут быть намотаны с рядовым расположением витков или вразброс (навалом).

Обмотки трансформаторов малой мощности и дросселей сглаживающих фильтров изготовляются из медных обмоточных проводов с изоляцией. Наиболее широко применяются провода с эмалевой изоляцией благодаря тому, что в них толщина изоляции мала и стоимость провода достаточно низкая. Основным недостатком этих проводов является сравнительно низкая механическая прочность изолирующего слоя (эмаль легко повреждается при двух-трехкратном перегибании провода). Наряду с проводами с эмалевой лакостойкой изоляцией (марки ПЭЛ) производятся провода с эмалевой утолщенной лакостойкой изоляцией (марка ПЭЛУ) и с эмалевой изоляцией повышенной теплостойкости (марка ПЭТ). Предельная рабочая температура для проводов составляет +100—105° С для проводов ПЭЛУ и +155° С для проводов ПЭТ.

Производятся также провода с высокопрочной эмалевой изоляцией с винифлексовым и метальвиновым покрытием: ПЭВ-1 и ПЭВ-2 — провода эмалированные с одинарным и двойным винифлексовым покрытием; ПЭМ-1, ПЭМ-2 и ПЭМ-3 — провода эмалированные с одинарным, двой-

Таблица 20

Тип пластин	Размеры					Пределы величин		Вес пакета при $c = a$, *кг*
	a, *см*	$в$, *см*	h, *см*	Q_o, *см*²	l_c, *см*	$Q_c \cdot Q_o$, *см*⁴	$Q_c\, l_c$, *см*³	
Ш-10	1	0,5	1,5	0,75	5,57	0,75—1,5	5,6—11,2	0,043
Ш-10	1	0,65	1,8	1,17	6,47	1,2—2,4	6,5—13	0,05
Ш-11	1,1	1,15	3,4	3,9	10	4,7—9,4	12—24	0,095
Ш-12	1,2	0,6	1,8	1,08	5,7	1,56—3,12	8—6	0,075
Ш-12	1,2	1,2	2,6	3,12	9,5	4,5—9,0	13,5—26	0,1
Ш-12	1,2	1,6	4,8	7,68	14,7	11—22	21—42	0,145
Ш-14	1,4	0,7	2,1	1,47	7,8	2,9—5,8	15—30	0,118
Ш-14	1,4	0,9	2,5	2,25	9,0	4,3—8,6	18—36	0,148
Ш-15	1,5	1,35	2,7	3,65	10	8,2—16,4	22,5—45	0,18
Ш-16	1,6	0,8	2,4	1,92	8,9	4,9—9,8	23—46	0,17
Ш-18	1,8	0,9	2,7	2,43	10	7,9—15,8	32,5—65	0,248
Ш-19	1,9	1,7	4,6	7,82	15,6	28—56	56—112	0,42
Ш-20	2,0	1,8	5,6	10,1	17,9	40—80	71—142	0,71
Ш-21	2,1	1,9	3,8	7,22	14,7	32—64	65—130	0,472
Ш-22	2,2	1,4	3,9	5,46	14,06	26—52	68—136	0,51
Ш-24	2,4	1,2	3,6	4,32	13,4	25—50	77—154	0,596
Ш-25	2,5	3,15	5,8	18,3.	21,76	114—228	136—272	0,96
Ш-26	2,6	1,7	4,7	7,99	16,9	54—108	114—228	0,87
Ш-28	2,8	2,35	5	11,8	19,1	92,5—185	150—300	1,11
Ш-30	3	2,7	5,4	14,6	20,9	131—262	190—380	1,36
Ш-32	3,2	3,6	7,2	25,9	26,6	265—530	270—540	1,94
Ш-35	3,5	2,2	6,15	13,5	22,2	165—330	270—540	2,14
Ш-40	4	3	7	21	26,3	336—672	420—840	3,12

Примечание. l_c — средняя длина магнитной силовой линии; $Q_c = ac$ — сечение сердечника: $Q_o = вh$ — площадь сечения окна сердечника; остальные обозначения см. на рис. 35 и 36.

Указанные в таблице пределы величин $Q_c = Q_o$ и $Q_c = l_c$ получены при толщине пакета (набора) $c = (1 \div 2)\, a$.

Таблица 21

Тип пластин	Типовые размеры сердечника	a, *мм*	d, *мм*	b, *мм*	h, *мм*	Q_O, *см*^{2}	L, *мм*	c, *мм*	H, *мм*	Q_C, *см*^{2}	l_C, *см*	l_B, *см*
УШ-10	УШ 10×10	10	6,5	6,5	18	1,17	36	10	31	0,9	5,66	5,85
	УШ 10×15	10	6,5	6,5	18	1,17	36	15	31	1,35	5,66	6,85
	УШ 10×20	10	6,5	6,5	18	1,17	36	20	31	1,8	5,66	7,85
	УШ 12×12	12	8	8	22	1,76	44	12	38	1,3	6,74	7
УШ-12	УШ 12×18	12	8	8	22	1,76	44	18	38	1,95	6,74	8,2
	УШ 12×24	12	8	8	22	1,76	44	24	38	2,6	6,74	9,4
	УШ 14×14	14	9	9	25	2,25	50	14	43	1 76	7,92	8,24
УШ-14	УШ 14×21	14	9	9	25	2,25	50	21	43	2,64	7,92	9,64
	УШ 14×28	14	9	9	25	2,25	50	28	43	3,52	7,92	11
	УШ 16×16	16	10	10	28	2,8	56	16	48	2,3	9,03	9,28
УШ-16	УШ 16×24	16	10	10	28	2,8	56	24	48	3,45	9,03	10,9
	УШ 16×32	16	10	10	28	2,8	56	32	48	4,6	9,03	12,5
	УШ 19×19	19	12	12	33,5	4,02	67	19	57,5	3,26	10,6	11
УШ-19	УШ 19×28	19	12	12	33,5	4,02	67	28	57,5	4,79	10,6	12,8
	УШ 19×38	19	12	12	33,5	4,02	67	38	57,5	6,52	10,6	14,8
	УШ 22×22	22	14	14	39	5,46	78	22	67	4,36	12,4	13
УШ-22	УШ 22×33	22	14	14	39	5,46	78	33	67	6,54	12,4	15,2
	УШ 22×44	22	14	14	39	5,46	78	44	67	8,72	12,4	17,4
	УШ 26×26	26	17	17	47	7,99	94	26	81	6,08	14,7	15,4
УШ-26	УШ 26×39	26	17	17	47	7,99	94	39	81	9,12	14,7	18
	УШ 26×52	26	17	17	47	7,99	94	52	81	12,16	14,7	20,6
	УШ 30×30	30	19	19	53	10,1	106	30	91	8,1	16,9	17,6
УШ-30	УШ 30×45	30	19	19	53	10,1	106	45	91	12,15	16,9	20,6
	УШ 30×60	30	19	19	53	10,1	106	60	91	16,2	16,9	23,6
	УШ 35×35	35	22	22	61,5	13,5	123	35	105,5	11	19,8	20,4
УШ-35	УШ 35×52	35	22	22	61,5	13,5	123	52	105,5	16,4	19,8	23,8
	УШ 35×70	35	22	22	61,5	13,5	123	70	105,5	22	19,8	27,4
	УШ 40×40	40	26	26	72	18,7	144	40	124	14,4	26,4	22,4
УШ-40	УШ 40×60	40	26	26	72	18,7	144	60	124	21,6	26,4	26,2
	УШ 40×80	40	26	26	72	18,7	144	80	124	28,8	26,4	31,5

Примечание. l_B — средняя длина витка обмотки; остальные обозначения см. в табл. 20 и на рис. 35 и 36.

ным и тройным метальвиновым покрытием. Эти провода выдерживают температуру до 125° С.

Помимо указанных марок обмоточных проводов, производятся также провода с обмоткой хлопчатобумажной пряжей в один-два слоя с комбинированной изоляцией, например провод марки ПЭЛШО с лакостойкой эмалевой изоляцией и одним слоем шелковой пряжи. Наиболее употребительные обмоточные провода для изготовления трансформаторов и дросселей указаны в табл. 22.

21. УПРОЩЕННЫЙ РАСЧЕТ МАЛОМОЩНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Исходной величиной для конструктивного расчета является мощность трансформатора

$$P_{тр}=\frac{m_1 I_1 U_1 + m_2 I_2 U_2}{2} + 1{,}05\,(I_3 U_3 + I_4 U_4 + \ldots),$$

где m_1 — число фаз первичной обмотки;
m_2 — число фаз вторичной обмотки;
I_3, I_4 и U_3, U_4 — токи и напряжения вспомогательных (накальных) обмоток.

Для простейшего трансформатора, имеющего только первичную и вторичную обмотки, мощность можно определить по данным следующей таблицы:

Схемы выпрямления	Однофазная однотактная	Однофазная двухтактная	Однофазная мостовая	Двухтактная с удвоением напряжения
Мощность трансформатора $P_{тр}$, *ва*	$0{,}95 I_2 U_2$	$1{,}7 I_2 U_2$	$I_2 U_2$	$I_2 U_2$

Значения тока I_2 и напряжения U_2 берутся из расчета выпрямителя. Если трансформатор одновременно используется для питания нескольких выпрямительных схем, то общая мощность трансформатора определяется как сумма мощностей для каждой выпрямительной схемы.

По найденной величине $P_{тр}$ можно затем определить все необходимые параметры магнитопровода и обмоток. Для выпрямителей малой мощности при частоте выпрямляемого тока 50 *гц* можно принять для электротехнических

Таблица 22

Диаметр провода по меди, *мм*	Сечение провода, *мм*²	Диаметр провода с изоляцией, *мм*				Вес 1 *км* провода (без изоляции), *кг*	Сопротивление 1 *км* провода при +20° С, *ом*
		ПЭЛ и ПЭТ	ПЭВ-2	ПЭЛШО и ПЭЛШКО	ПБД		
0,05	0,00196	0,065	0,08	0,12	—	0,0175	9 290
0,06	0,00283	0,075	0,09	0,13	—	0,0252	6 440
0,07	0,00385	0,085	0,1	0,14	—	0,0343	4 730
0,08	0,00502	0,095	0,11	0,15	—	0,0448	3 630
0,09	0,00686	0,105	0,12	0,16	—	0,0567	2 860
0,1	0,00785	0,12	0,13	0,175	—	0,070	2 240
0,11	0,0095	0,13	0,14	0,185	—	0,085	1 850
0,13	0,0132	0,15	0,16	0,205	—	0,118	1 320
0,15	0,0176	0,17	0,19	0,225	—	0,158	994
0,17	0,0227	0,19	0,21	0,245	—	0,202	773
0,19	0,0283	0,21	0,23	0,265	—	0,253	618
0,21	0,0346	0,235	0,25	0,3	0,4	0,309	507
0,23	0,0415	0,255	0,28	0,32	0,42	0,370	423
0,25	0,044	0,275	0,3	0,34	0,44	0,437	357
0,29	0,066	0,325	0,34	0,39	0,51	0,589	266
0,31	0,0754	0,35	0,36	0,415	0,53	0,673	233
0,33	0,0855	0,37	0,38	0,435	0,55	0,762	205
0,35	0,0962	0,39	0,41	0,455	0,57	0,857	182
0,41	0,132	0,45	0,47	0,52	0,63	1,011	155
0,47	0,173	0,515	0,53	0,58	0,69	1,545	101
0,53	0,22	0,58	0,6	0,645	0,75	1,956	79,5
0,59	0,273	0,64	0,66	0,705	0,81	2,437	64,3
0,64	0,321	0,69	0,72	0,755	0,86	2,877	54,6
0,69	0,374	0,74	0,77	0,805	0,91	3,333	46,9
0,74	0,43	0,80	0,83	0,865	0,96	3,833	40,8
0,8	0,503	0,86	0,89	0,925	1,02	4,43	34,9
0,86	0,581	0,92	0,95	0,985	1,08	5,177	30,2
0,93	0,679	0,99	1,02	1,055	1,15	6,054	25,8
1	0,785	1,07	1,11	1,135	1,27	7	22,4
1,12	0,985	1,195	1,23	1,255	1,39	8,81	17,8
1,25	1,21	1,33	1,36	1,385	1,52	10,937	14,3
1,5	1,77	1,58	1,61	1,655	1,77	15,86	9,95
1,74	2,37	1,82	1,85	1,895	2,01	21,22	7,45
1,81	2,57	1,89	1,93	1,965	2,08	23,12	6,8
2,02	3,2	2,1	2,14	2,175	2,29	28,563	5,48
2,26	4,02	2,34	2,39	2,415	2,53	35,753	4,38
2,44	4,65	2,52	2,57	2,595	2,71	41,675	3,75

Примечания: 1. Таблица приведена с сокращением промежуточных размеров. 2. Провода марок ПЭВ-1 такие же, как ПЭВ-2; ПЭЛУ почти не отличается по размерам от ПЭЛ. 3. При вычислении веса провода с изоляцией нужно увеличить данные таблицы на 5—10 % (в зависимости от вида изоляции)

сталей Э41 или Э42 с толщиной листа менее 0,5 *мм* максимальную магнитную индукцию $B = 10000$ *гц*. Тогда при использовании обмоточных проводов с эмалевой изоляцией (ПЭЛ и ПЭТ) размеры магнитопровода должны быть:

$$Q_с Q_о = 1{,}6 P_{тр},$$

где $Q_с = ack_с$ — активное сечение стали сердечника (a и c — размеры по рис. 36, а $k_с = 0{,}9 \div 0{,}95$ — коэффициент заполнения стали сердечника, учитывающий наличие изоляции между пластинами);

$Q_о = bh$ — площадь окна для размещения обмоток трансформатора на магнитопроводе (см. рис. 36 и табл. 21).

Если же используются обмоточные провода с изоляцией более толстой, чем эмалевая, например, ПШД или ПЭШО, то

$$Q_с Q_о = (2 \div 2{,}3)\, P_{тр}.$$

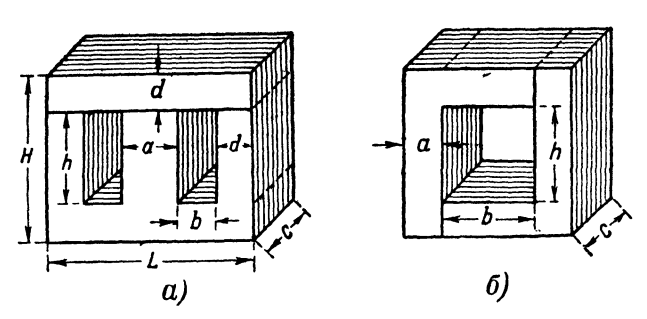


Рис. 36. Основные размеры магнитопроводов различных типов.

а — броневого из Ш-образных пластин; *б* — стержневого из Г-образных пластин.

Определение числа витков каждой обмотки трансформатора может быть выполнено на основании следующего соотношения:

$$U = 4{,}44 f_с w B_m Q_с \cdot 10^{-8},$$

где $f_с$ — частота тока сети;

w — число витков обмотки;

B_m — индукция в сердечнике.

При $f_с = 50$ *гц* и $B_m = 10\,000$ *гс* для определения числа

витков первичной обмотки можно пользоваться следующей формулой:

$$w_1 = 48\frac{U_1}{Q_c},$$

а для определения числа витков вторичной обмотки — соотношением

$$w_2 = 52\frac{U_2}{Q_c}.$$

Выбор диаметров проводов обмоток может быть сделан на основании допущения в них плотности тока около 2,5 *а/мм*². При этом предполагается, что нагрев трансформатора происходит в пределах допустимых норм. Проверку размещения обмоток в окне выбранного магнитопровода при упрощенном расчете можно не производить.

Пример расчета трансформатора. Задано: Рассчитать трансформатор для однофазной двухтактной схемы выпрямителя по следующим данным:

$$U_1 = 110\ \textit{в};\quad U_2 = 2\cdot 288\ \textit{в};\quad U_3 = 6{,}3\ \textit{в};$$

$$I_1 = 628\ \textit{ма};\quad I_2 = 96\ \textit{ма};\quad I_3 = 2\ \textit{а}.$$

1. Пользуясь табл. 26, находим:

$$P_{тр} = 1{,}7I_2U_2 + 1{,}05I_3U_3 =$$
$$= 1{,}7\cdot 0{,}096\cdot 288 + 1{,}05\cdot 6{,}3\cdot 2 = 60{,}25\ \textit{ва}.$$

2. Ориентируясь на применение провода ПЭЛ, находим:

$$Q_cQ_o = 1{,}6P_{тр} = 1{,}6\cdot 60{,}25 = 96{,}5\ \textit{см}^4.$$

3. Пользуясь данными табл. 20, выбираем пластины Ш-25 с $Q_o = 18{,}3$ *см*². Тогда

$$Q_c = \frac{96{,}5}{Q_o} = \frac{96{,}5}{18{,}5} = 5{,}3\ \textit{см}^2$$

и при $k_c = 0{,}95$ толщина набора

$$c = \frac{Q_c}{k_c a} = \frac{5{,}3}{0{,}95\cdot 2{,}5} = 2{,}24\ \textit{см}.$$

4. Число витков обмоток:

$$w_1 = 48\frac{U_1}{Q_c} = \frac{48\cdot 110}{5{,}3} = 995;$$

$$w_2 = 2\cdot 52\frac{U_2}{Q_c} = 2\frac{52\cdot 288}{5{,}3} = 2\cdot 2\,820;$$

$$w_3 = 52\frac{U_3}{Q_c} = 52\frac{6{,}3}{5{,}3} = 62.$$

5. Диаметры проводов обмоток:

$$d_1 = 0{,}7\sqrt{I_1} = 0{,}7\sqrt{0{,}628} = 0{,}55 \text{ мм};$$

$$d_2 = 0{,}7\sqrt{I_2} = \sqrt{0{,}096} = 0{,}22 \text{ мм};$$

$$d_3 = 0{,}7\sqrt{I_3} = 0{,}7\sqrt{2} = 1 \text{ мм}.$$

Между сетевой обмоткой и вторичными обмотками рекомендуется проложить один слой витков, который является экраном. Один из выводов этой обмотки заземляется. Диаметр провода экранной обмотки не имеет существенного значения и может быть выбран небольшим.

22. КОНСТРУКТИВНЫЙ РАСЧЕТ ДРОССЕЛЯ СГЛАЖИВАЮЩЕГО ФИЛЬТРА

Исходной величиной для конструктивного расчета дросселя сглаживающего фильтра служит значение LI_0^2, где L — индуктивность дросселя, а I_0 — ток, протекающий через дроссель. Эта величина определяет с достаточной степенью точности объем сердечника, равный $Q_c l_c$. Зависимость между этими двумя величинами показана на рис. 37.

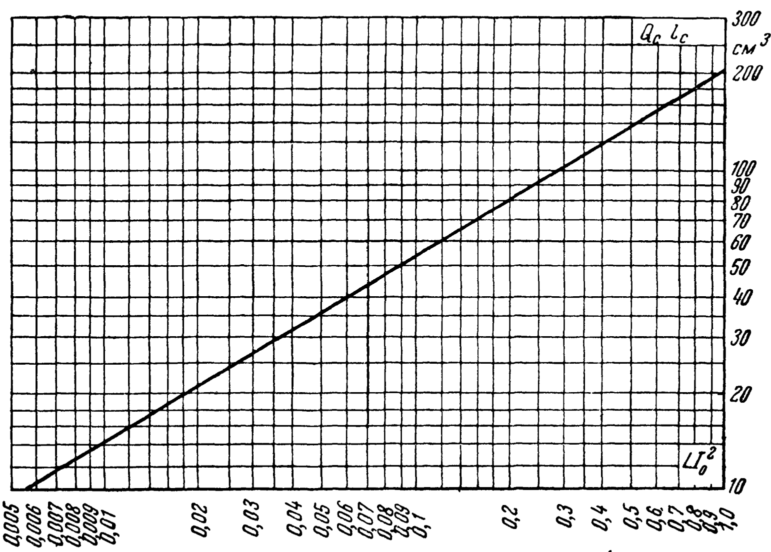


Рис. 37. График для выбора сердечника дросселя фильтра.

Определив произведение $Q_c l_c$ по заданной исходной величине LI_0^2, можно выбрать стандартный размер сердечника по данным табл. 21.

Как правило, сердечник дросселя собирается с воздушным зазором. Дроссель с зазором при наличии подмагничивающего тока I_0 имеет большую индуктивность, чем дроссель без зазора.

Наивыгоднейшая длина воздушного зазора

$$l_в = l_с \frac{l_в\%}{100},$$

где $l_в\%$ зависит от величины $M = \frac{LI_0^2}{Q_с l_с}$ и определяется по графику на рис. 38.

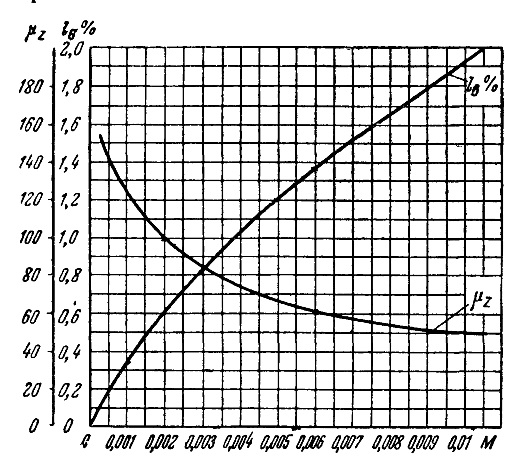


Рис. 38. Графики для определения длины воздушного зазора и магнитной проницаемости сердечника дросселя.

Требуемый воздушный зазор создается между Ш-образными и замыкающими пластинами при помощи изоляционной прокладки толщиной $0,5l_в$.

Расчет обмотки дросселя сводится к определению числа витков, выбору диаметра провода и проверке размещения обмотки в окне выбранного сердечника.

Число витков дросселя

$$w = 10^4 \sqrt{\frac{Ll_с}{1,26\mu_z Q_с}},$$

где μ_z — магнитная проницаемость стали с учетом наивыгоднейшего воздушного зазора, определяемая для сталей Э41 и Э42 по графику на рис. 38 в зависимости от вспомогательной величины M.

Выбор диаметра провода обмоток дросселя может быть сделан, исходя из допустимой плотности тока 3 — 4 *а/мм²*:

$$d = (0{,}55 - 0{,}65)\sqrt{I_0},$$

где I_0 — ток, *а*.

Проверка размещения обмотки определяется неравенством

$$100Q_0 k_м \geqslant 0{,}8wd^2,$$

где $k_м = 0{,}25 \div 0{,}35$ — коэффициент заполнения окна сердечника обмоткой.

Сопротивление обмотки дросселя

$$R_{др} = \frac{225wl_м}{d^2 \cdot 10^6},$$

где $l_м$ — средняя длина витка обмотки, *см*.

Для обмотки, выполненной на Ш-образном сердечнике,

$$l_м = 2(a + c) + \pi b.$$

Пример расчета дросселя. Задано: индуктивность дросселя $L = 15$ *гн*; ток нагрузки $I_0 = 80$ *ма*.

1. Определяем:

$$LI_0^2 = 15 \cdot 0{,}08^2 = 0{,}096.$$

2. По графику на рис. 37 находим:

$$Q_c l_c = 54 \text{ см}^3.$$

3. По табл. 20 выбираем пластины Ш-18 с $l_c = 10$ *см*.
4. Находим сечение сердечника:

$$Q_c = \frac{Q_c l_c}{l_c} = \frac{54}{10} = 5{,}4 \text{ см}^2.$$

Толщина пакета

$$c = \frac{Q_c}{k_c a} = \frac{5{,}4}{0{,}95 \cdot 1{,}8} = 3{,}16 \text{ см} \approx 3{,}2 \text{ см}.$$

5. Находим вспомогательный коэффициент:

$$M = \frac{LI_0^2}{Q_c l_c} = \frac{0{,}096}{54} = 0{,}00178.$$

По графику на рис. 38

$$l_в\% = 0{,}58\% \quad \text{и} \quad \mu_z = 102.$$

6. Длина воздушного зазора

$$l_в = l_с \frac{l_в\%}{100} = 10 \frac{0,58}{100} \approx 0,06 \ см = 0,6 \ мм.$$

Толщина прокладки $0,5 l_в = 0,3$ *мм.*

7. Число витков дросселя

$$w = 10^4 \sqrt{\frac{L l_с}{1,26 \mu_z Q_с}} = 10^4 \sqrt{\frac{15 \cdot 10}{1,26 \cdot 102 \cdot 5,4}} = 4\,650 \text{ витков.}$$

8. Диаметр провода обмотки

$$d = 0,55 \sqrt{I_0} = 0,55 \sqrt{0,08} \approx 0,15 \ мм.$$

Берем ближайший стандартный диаметр провода ПЭЛ.

9. Проверяем размещение обмотки по неравенству

$$100 Q_0 k_м \geqslant 0,8 w d^2,$$

где для выбранной пластины $Q_0 = 2,43$ *см*². Подставив числа, получим:

$$100 \cdot 2,43 \cdot 0,35 > 0,8 \cdot 4\,650 \cdot 0,15^2,$$

или $85 > 84$, т. е. обмотка размещается.

10. Активное сопротивление обмотки дросселя

$$R_{др} = \frac{225 w l_м}{d^2 \cdot 10^6} = \frac{225 \cdot 4\,650 \cdot 13}{0,15^2 \cdot 10^6} = 600 \ ом,$$

где средняя длина витка обмотки

$$l_м = 2(a + c) + \pi b = 2(1,8 + 3,2) + 3,14 \cdot 0,9 \approx 13 \ см.$$

11. Падение напряжения на дросселе

$$\Delta U_ф = I_0 R_{др} = 0,08 \cdot 600 \approx 50 \ в.$$

СОДЕРЖАНИЕ

Цена 25 коп.